CLUB Electronics

А.Дж.Пейтон
В.Волш

Аналоговая электроника на операционных усилителях

схемы на операционных усилителях

тонкости проектирования и оценки параметров

рекомендации по применению



Практическое руководство

Analog Electronics with Op Amps

A Source Book of Practical Circuits

A. J. PEYTON
University of Manchester
Institute of Science and Technology

V. WALSH
British Aerospace Ltd



А. Дж. Пейтон, В. Волш

АНАЛОГОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Перевод с английского

В. Л. ГРИГОРЬЕВА

Редактор перевода

А. П. МОЛОДЯНУ



УДК 681.3.06

А. Дж. Пейтон, В. Волш
Аналоговая электроника на операционных усилителях — М.: БИНОМ, 1994 — 352 с.: ил. — ISBN 5-7503-0013-7

В книге представлена подборка аналоговых схем на операционных усилителях с подробными техническими описаниями и практическими рекомендациями, что поможет быстро подобрать нужную схему, изготовить и настроить необходимое устройство.

ISBN 5-7503-0013-7

Оглавление

Предисловие редактора перевода 9
Предисловие 10

1. Измерительные усилители 11
1.1. Измерительные усилители на одном операционном усилителе 12
1.2. Измерительные усилители на двух операционных усилителях 18
1.3. Измерительные усилители на трех операционных усилителях 20
1.4. Измерительные усилители с согласованными транзисторами 25
1.5. Использование измерительных усилителей совместно с датчиками . 32
1.6. Промышленные однокристальные измерительные усилители 33

2. Развязывающие усилители 41
2.1. Развязывающий усилитель с модуляцией/демодуляцией (МДМ) . . . 42
2.2. Развязывающий усилитель с линеаризующей обратной связью 44
2.3. Промышленные развязывающие усилители 45

3. Усилители заряда 48
3.1. Усилитель заряда с интегрированием тока 48
3.2. Усилитель заряда с высокоимпедансным входом 52

4. Преобразователи тока в напряжение и напряжения в ток 55
4.1. Простой преобразователь тока в напряжение 55
4.2. Преобразователь тока в напряжение на одном операционном усилителе 57
4.3. Преобразователь напряжения в ток на одном операционном усилителе 63
4.4. Однополярные источники тока 68
4.5. Преобразователь напряжения в ток с дифференциальным входом . 74
4.6. Интегральные микросхемы ПНТ 78

5. Управляемые усилители 81
5.1. Некоторые способы управления коэффициентом усиления с помощью напряжения 81
5.2. Промышленные управляемые напряжением усилители 84
5.3. Автоматическая регулировка усиления (АРУ) 84
5.4. Усилители с цифровым управлением 87

6. Проектирование активных фильтров 93
6.1. Передаточные функции фильтров 95
6.2. Схемы фильтров 105
Схемы фильтров нижних частот 105
Схемы фильтров верхних частот 116
Схемы полосовых фильтров 123
Полосно-подавляющие фильтры 129
Схемы фазовых фильтров 136
Фильтры с переменными параметрами 139
Заключение 145

6.3. Управляемые фильтры 145
6.4. Практические вопросы проектирования фильтров 154
Стабильность параметров. 154
Настройка 156
Выбор элементов 158
Устойчивость фильтров 161
6.5 Проектирование фильтров высоких порядков 161
Определение требуемой передаточной функции 163
Преобразование и масштабирование 175
Переход от передаточной функции к схеме 179

7. Интеграторы и дифференциаторы 182
7.1. Интегрирование 182
Рекомендации по выбору элементов. 192
7.2. Дифференциаторы 193
Рекомендации по выбору элементов. 202

8. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи. 203
8.1. Логарифмирующие преобразователи 203
Рекомендации по выбору элементов. 222
8.2. Экспоненциальные преобразователи 222
Рекомендации по выбору элементов. 227
8.3. Промышленные логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи 230

9. Арифметические операции. 231
9.1. Сложение и вычитание 231
9.2. Умножители 237
Принципы работы и погрешности умножителя 237
Делитель на основе умножителя 241
Распространенные схемы умножителей. 243
Умножитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора 245
Умножители на основе управляемых источников тока 246
Умножители с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов 250
Импульсные умножители 255
Умножители с применением ЦАП и АЦП 256
9.3. Промышленные микросхемы аналоговых умножителей 259

10. Функциональные преобразователи 259
10.1. Функциональные преобразователи с аналоговыми умножителями 259
10.2. Логарифмирующие и экспоненциальные функциональные преобразователи 265
10.3. Функциональные преобразователи с кусочно-линейной аппроксимацией 272
10.4. Схемы функциональных преобразователей с использованием АЦП и ЦАП 275

11. Ограничители, пиковые детекторы и выпрямители 277
11.1. Ограничители 277
Диодный мостовой ограничитель 282
Управляемый напряжением ограничитель на ОУ. 284
11.2. Пиковые детекторы 287
Двухкаскадные пиковые детекторы 289
Пиковый детектор с общей обратной связью 292
Улучшение характеристик пиковых детекторов. 295
Рекомендации по выбору элементов. 300
Пиковые детекторы на базе микросхем 304
11.3. Прецизионные однополупериодные выпрямители. 305
11.4. Двухполупериодные выпрямители 307
Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ 307
Двухполупериодный выпрямитель с токовым выходом 309
Двухполупериодный выпрямитель с токовым входом. 310
Двухполупериодный выпрямитель на двух ОУ с минимальным числом элементов. 311
Универсальный двухполупериодный выпрямитель 313
Двухполупериодный выпрямитель с суммированием токов . . . 314
Общие рекомендации по схемам выпрямителей. 315

12. Измерение пикового, среднего и эффективного значений 318
12.1. Схемы для измерения пиковых значений. 324
12.2. Схемы для измерения средневыпрямленного значения 325
12.3. Схемы для измерения средеквадратичного значения 326
12.4. Тепловые преобразователи 339

Приложение 341

Предисловие редактора перевода

Предлагаемая вашему вниманию книга представляет из себя типичное западное руководство по проектированию аналоговых измерительных устройств. По своим "потребительским качествам" она близка к классической книге У.Титце, К.Шенка "Полупроводниковая схемотехника" ("Мир", 1983), однако круг рассматриваемых в ней вопросов значительно уже, и практически полностью отсутствует материал по основам схемотехники и принципам работы базовых узлов приводимых схем (биполярных и полевых транзисторов, операционных усилителей, различных стандартных транзисторных конфигураций и т.п.). Книга рассчитана на квалифицированного инженера, или, во всяком случае, на человека, собирающегося стать таковым — студента или молодого специалиста. Такой подход, однако, таит в себе опасность для начинающих — возможность "умереть" от опечатки, поскольку работа по готовым схемам и формулам без каких либо промежуточных выкладок и с минимумом теоретических обоснований может в нестандартной ситуации привести вас к полной неудаче. В процессе подготовки книги мы постарались учесть это обстоятельство и устранить некоторые имевшиеся в ней ошибки и несообразности. Тем не менее, мы настоятельно советуем неподготовленным читателям в дополнение к этой безусловно полезной и интересной книге воспользоваться и более "учебными" изданиями для лучшего понимания того, что же происходит в конструируемых вами устройствах. Несомненным достоинством приводимых авторами схем и методов является то, что они, в основном, не "привязаны" к конкретным типам микросхем, транзисторов и т.п., аналогов которых, увы, отечественная промышленность не выпускает. Это оставляет разработчику шанс повторить понравившуюся схему на имеющейся элементной базе. По этой же причине мы отказались от традиционной в подобных изданиях таблицы аналогов, а привели в конце книги лишь основные параметры тех отечественных микросхем, которые, по нашему мнению, могут быть использованы в рассматриваемых в книге устройствах. Что касается транзисторов и диодов, возможные их замены указываются непосредственно в тексте.

Несколько слов об условных обозначениях параметров. Практически все они традиционны для отечественной литературы, исключение составляют лишь единицы, например:

U_{BE} — напряжение база-эмиттер транзистора,
I_C — ток коллектора транзистора,
r_e — дифференциальное сопротивление эмиттера,
h_{21E} — коэффициент передачи тока транзистора,
U_D — напряжение на диоде и некоторые другие.

Однако мы надеемся, что у читателя не возникнет проблем с обозначениями параметров, поскольку практически везде они даются с соответствующими комментариями и пояснениями.

А. Молодяну

Предисловие

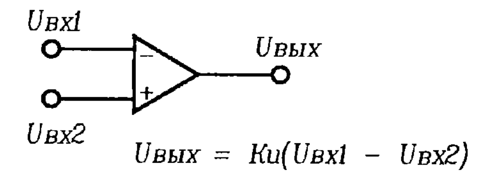
В последнее время в электронике возникло и быстро развилось новое направление — цифровая обработка сигналов. Цифровые методы, основывающиеся на использовании микропроцессоров, проникли во множество областей радиоэлектроники и привели к созданию совершенно новых способов обработки сигналов. С помощью программных методов получены такие результаты, которые ранее были достижимы только сложными аппаратными средствами. Одновременно развивалась новая технология создания монолитных интегральных схем, объединяющих на одном кристалле аналоговые и цифровые устройства. Такие комбинированные микросхемы и гибкие системы цифровой обработки оказались исключительно перспективными благодаря своей дешевизне, относительной простоте и гибкости. При этом собственно аналоговая электроника, несмотря на совершенствование технологии операционных усилителей, как-то уходила в тень. Сейчас же хорошее знание аналоговой электроники приобретает большее значение, поскольку по мере развития систем цифровой обработки повышаются требования к качеству входных и выходных аналоговых сигналов. По-прежнему необходимо и аппаратное макетирование новых разработок независимо от того, производится ли оно в конструкторском бюро опытным инженером или в институтской лаборатории студентами, находящимися только в начале своего инженерного пути. Программное моделирование аналоговых схем, безусловно полезное и инженерам, и студентам, не заменит того непосредственного опыта, который дают экспериментальные исследования.

Недостатком книги, связанным с ее ограниченным объемом, авторы безусловно признают отсутствие в ней сведений о схемах преобразования, особенно об аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях. Однако, даже с учетом этого недостатка, читатели найдут в книге описание множества практических схем аналоговой электроники. Книга не является ни учебником по аналоговой схемотехнике, ни введением в операционные усилители. Желающим приобрести знания по этим вопросам следует обратиться к другим работам. Книга является скорее справочником по практическим схемам, из которого читатель может быстро получить информацию и советы по конкретной проблеме, решить которую можно с помощью "рабочей лошадки" аналоговой электроники — операционного усилителя. Применяя этот на редкость гибкий элемент, а также дополняя его резисторами, конденсаторами и дискретными транзисторами, можно построить множество устройств для выполнения различных операций. Если перед началом разработки, макетирования и настройки какой-либо аналоговой схемы читатель обратится в первую очередь к этой книге, мы будем считать, что наш труд по ее написанию не пропал даром.

Авторы выражают глубокую признательность своим родителям, женам и детям за поддержку, сочувствие, вдохновение и долготерпение в процессе нашего творчества.

1. Измерительные усилители

Измерительный, или инструментальный, усилитель — это устройство с дифференциальным входом. Усилитель строится так, что он усиливает только разность напряжений, поданных на его входы (U_{BX2} — U_{BX1}), и не реагирует на синфазное входное напряжение (см. рисунок). Для большинства микросхем измерительных усилителей коэффициент усиления (передачи) по напряжению K_U находится между 1 и 1000.



В инженерной практике реальные устройства, как правило, заменяются некоторыми идеализированными моделями, что дает возможность более наглядно представить себе пути решения поставленной задачи. Модель может не отражать всех свойств реального объекта, но, во всяком случае, даст возможность определить, какие ее параметры нуждаются в уточнении. Итак, идеальный измерительный усилитель обладает следующими характеристиками: постоянный коэффициент усиления, не зависящий от времени, частоты и амплитуды входного сигнала, сопротивления нагрузки, температуры и влажности; бесконечный коэффициент подавления синфазного напряжения и изменений напряжения питания; нулевые входное и выходное напряжения смещения и дрейфы этих смещений, а также нулевой выходной импеданс при любых амплитудах сигнала, отдаваемого усилителем в нагрузку. Обычно инструментальный усилитель служит первым каскадом измерительной или преобразовательной схемы, где основным требованием является точность. Во многих случаях входной сигнал подается на измерительный усилитель с мостовой схемы или датчика, преобразующих неэлектрическую величину в аналоговый электрический сигнал. Основные проблемы, которые приходится решать разработчику при усилении этого сигнала для обработки последующими каскадами, связаны с подавлением шумов и нестабильностью коэффициента усиления при воздействии внешних факторов.

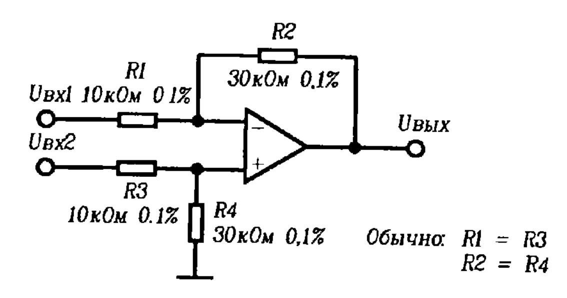


Рис. 1.1. Измерительный усилитель на одном операционном усилителе.

1.1. Измерительные усилители на одном операционном усилителе

Показанная на рис. 1.1 схема представляет собой простейший и самый дешевый измерительный усилитель. Резисторы R_3 и R_4 действуют как делитель напряжения для неинвертирующего входа операционного усилителя (ОУ). Благодаря обратной связи через резисторы R_1 и R_2 и очень большому внутреннему коэффициенту усиления ОУ напряжение на инвертирующем входе усилителя поддерживается равным напряжению на неинвертирующем входе. Отношение R_2/R_1 определяет коэффициент передачи усилителя. Когда $R_1/R_2 = R_3/R_4$, усиление дифференциального сигнала намного больше усиления синфазного сигнала, и коэффициент ослабления синфазного напряжения (КОСС) будет максимальным. Для указанных значений резисторов дифференциальный коэффициент усиление равен 3, а КОСС равен 1000, т.е. 60 дБ.

Дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_U = U_{ВЫХ} / (U_{ВХ2} - U_{ВХ1}) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{A_V}\right)} .$$

где A_V — коэффициент усиления ОУ, $A_V \to \infty$.

Коэффициент усиления синфазного сигнала, обусловленный рассогласованием резисторов, равен:

$$K_{СФ1} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} .$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала, обусловленный конечным значением КОСС операционного усилителя ($КОСС_{ОУ}$), равен:

$$K_{СФ2} = \frac{R_2}{R_1 \cdot КОСС_{ОУ}} .$$

Отметим, что $КОСС_{ОУ}$ выражается отношением , а не в децибелах.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала всей схемы:

$$КОСС = \frac{K_U}{K_{СФ1} + K_{СФ2}} .$$

Дифференциальное входное сопротивление:

$$R_{ВХ.ДИФ} = R_1 + R_3 .$$

Входное сопротивление для синфазного сигнала (при КОСС = ∞) составляет:

$$R_{ВХ.СФ} = (R_1 + R_2) || (R_3 + R_4) .$$

Выходное напряжение смещения (при $R_1 = R_3$ и $R_1 = R_4$) в наихудшем случае равно:

$$U_{СМ.ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{СМ.ВХ} + \Delta I_{СМ.ВХ} R_2 ,$$ где

$U_{СМ.ВХ}$ — приведенное ко входу напряжение смещения ОУ,

$\Delta I_{СМ.ВХ}$ — разность входных токов смещения ОУ (по инвертирующему и неинвертирующему входам).

Представленная на рис. 1.1 схема имеет низкое входное сопротивление (в данном случае около 20 кОм) и предназначена для подключения низкоомных источников сигналов. Подача сигнала от высокоомного источника приведет к потерям из-за шунтирования входного сигнала и ухудшению подавления синфазного напряжения. Увеличение значений входных резисторов (R_1, R_3) повышает входное сопротивление, но при этом увеличивается дрейф смещения из-за нестабильности входных токов смещения, сужается ширина полосы пропускания из-за влияния паразитных емкостей, и повышается уровень шумов. Сопротивления резисторов R_1 и R_3 приходится выбирать, идя на компромисс между входным сопротивлением, влиянием входных и шумовых токов и шириной полосы пропускания.

Максимальное значение КОСС достигается при $R_1/R_2 = R_3/R_4$, но не забывайте, что к значениям сопротивлений R_1 и R_3 добавляются импедансы источников по инвертирующему и неинвертирующему входам, что приводит к дополнительным погрешностям коэффициента усиления и

подавления синфазного напряжения. Аналогичные проблемы вызывают и неточности сопротивлений резисторов: необходимо применять высококачественные прецизионные резисторы.

Ширина полосы пропускания этого усилителя ограничивается либо конечной шириной полосы пропускания ОУ, либо паразитными емкостями. Если полоса пропускания ограничивается ОУ, то в случае полностью скорректированного ОУ ее ширина составит примерно $f_A \cdot R_1/(R_1+R_2)$, где f_A представляет собой произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ОУ (это произведение равно частоте единичного усиления для полностью скорректированного ОУ). Если ширина полосы пропускания ограничивается паразитными емкостями, например, параллельными резисторам R_2 и R_4, и если соблюдается условие $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, то частота среза по уровню −3 дБ приближенно равна $1/2\pi R_2 C_П$, где $C_П$ — паразитная емкость, параллельная R_2, ее величина обычно не превышает 10 пФ (при R_2 = 1 МОм и $C_П$ = 10 пФ полоса пропускания, как нетрудно подсчитать, составляет всего 16 кГц). Таким образом, для получения широкой полосы пропускания необходимо применять быстродействующие ОУ и резисторы не слишком больших номиналов.

Отметим, что КОСС дифференциального усилителя на высоких частотах ухудшается из-за ограничений, накладываемых ОУ, и рассогласования значений резисторов R_1 и R_2, R_3 и R_4. В отдельных случаях для получения максимального КОСС можно ввести в схему подстроечный резистор. Точной настройкой можно обеспечить очень большое значение КОСС по постоянному току, так как основной вклад в ухудшение КОСС вносит именно рассогласование резисторов. Однако настройка со временем изменяется из-за дрейфа и старения. Приведенная на рис. 1.2 схема позволяет использовать высокоомный подстроечный резистор, так как низкоомные резисторы менее стабильны.*

При проектировании измерительного усилителя рекомендуется располагать дискретные элементы на плате зеркально, чтобы паразитные емкости по обоим входам были одинаковы; такой прием позволяет расширить полосу подавления синфазного сигнала. Иногда требуется ограничить ширину полосы пропускания усилителя; для этого параллельно резисторам R_2 и R_4 включаются одинаковые конденсаторы (лучше всего применять прецизионные конденсаторы с допуском 1%, так как иначе ухудшаются частотные свойства усилителя).

Для повышения коэффициента усиления рекомендуется схема, приведенная на рис. 1.3, в которой не требуются высокоомные резисторы. Повторитель на ОУ A_2 может не понадобиться, если резисторы R_5 и R_6

* Стабильность резисторов определяется материалом резистивного слоя. Для указанных целей в прецизионной аппаратуре применяются проволочные многооборотные подстроечные резисторы, стабильность которых достаточно высока независимо от номинала. — *Прим. ред.*

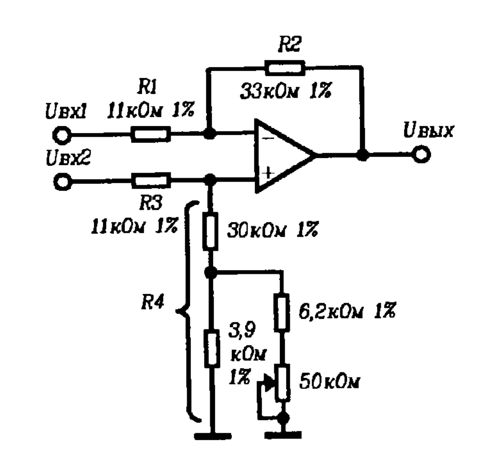


Рис. 1.2. Использование подстройки для повышения КОСС.

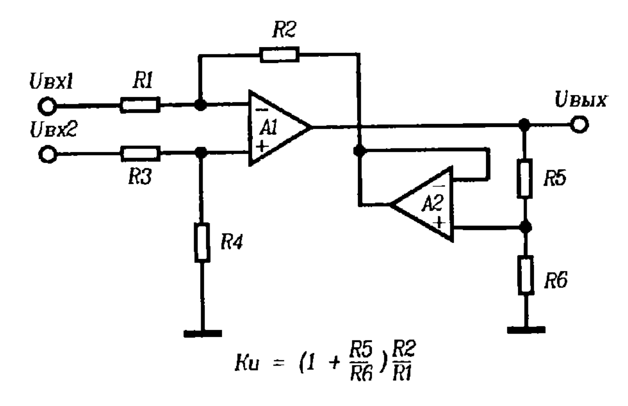


Рис. 1.3. Увеличение коэффициента передачи усилителя без использования высокоомных резисторов.

достаточно малы по сравнению с резистором R_2, т.е. R_2 не шунтирует делитель R_5, R_6.

Для увеличения коэффициента усиления можно также применить Т-образное соединение резисторов обратной связи (рис. 1.4). Эта схема позволяет изменять коэффициент усиления без заметного вли-

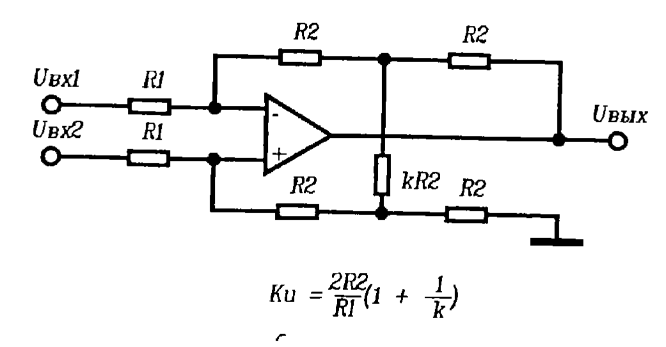


Рис. 1.4. Применение Т-образного включения для увеличения коэффициента передачи.

яния на значение КОСС. Эта же конфигурация допускает применение высокоомных входных резисторов для повышения входного сопротивления. Отметим, что коэффициент усиления нелинейно зависит от k, и что в схеме требуются три пары согласованных резисторов; для повышения температурной стабильности лучше использовать четыре резистора R_2, размещенные в одном корпусе.

При больших значениях коэффициента усиления дифференциального усилителя (1000 и более) приходится учитывать конечное значение собственного коэффициента усиления ОУ A_V. Если он недостаточно велик, появляется значительная погрешность дифференциального коэффициента усиления.

Если входное синфазное напряжение превышает напряжение питания, можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 1.5. Отметим, что усилитель A_2 подавляет синфазное напряжение на входах усилителя A_1 благодаря наличию резисторов R_5 и R_6. Поскольку синфазное напряжение на усилители A_1 и A_2 не поступает, схема обеспечивает хороший КОСС. Величина КОСС определяется тем, насколько хорошо выдерживается соотношение $R_1/R_5 = R_3/R_6$. На практике обычно выбирают $R_5 = R_6$, $R_7 = R_8$, $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$.

В измерительных усилителях применяются стандартные способы регулировки смещения. Показанная на рис. 1.6 схема хорошо подходит для измерительных усилителей, так как изменение опорного напряжения* на неинвертирующем входе ОУ A_1 обеспечивает эффективную балансировку схему. Однако при таком способе требуется источник смещения с малым выходным сопротивлением, поэтому приходится включать повторитель на ОУ A_2. Можно обойтись и без этого, используя низкоомный делитель

* Имеется в виду потенциал земли. — *Прим. ред.*

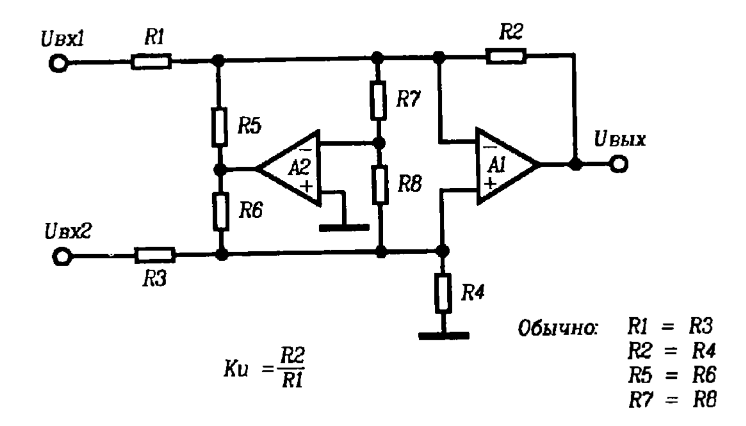


Рис. 1.5. Подавление больших синфазных напряжений.

R_d, но при этом ухудшаются характеристики усилителя. Отметим, что эта схема эффективно устраняет напряжение смещения на выходе. Однако можно убрать только небольшие смещения выходного напряжения, находящиеся внутри диапазона выходных напряжений ОУ.

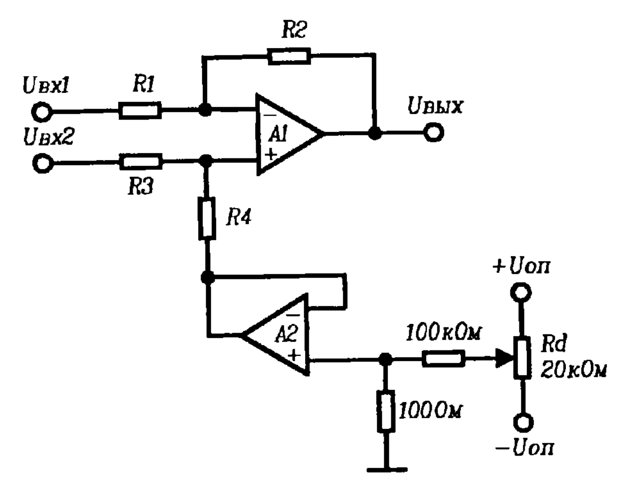


Рис. 1.6. Балансировка дифференциального усилителя.

1.2. Измерительные усилители на двух операционных усилителях

На показанной на рис. 1.7 схеме оба ОУ включены как неинвертирующие усилители, причем первый из них изменяет уровень опорного напряжения второго усилителя A_2.* Выходной сигнал усилителя A_1 подается на инвертирующий вход A_2, поэтому усилитель A_2 усиливает дифференциальный входной сигнал ($U_{ВХ2}$ — $U_{ВХ1}$).** Такая схема обеспечивает намного больший входной импеданс, чем схема с одним ОУ.

Дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_U = 1 + R_1/R_2 .$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала:

$$K_{СФ} = (R_1R_4 - R_2R_3)/R_3R_2 = 1 - \frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{R_4}{R_3} .$$

Следовательно, при $R_1/R_2 = R_3/R_4$ $K_{СФ} = 0$.

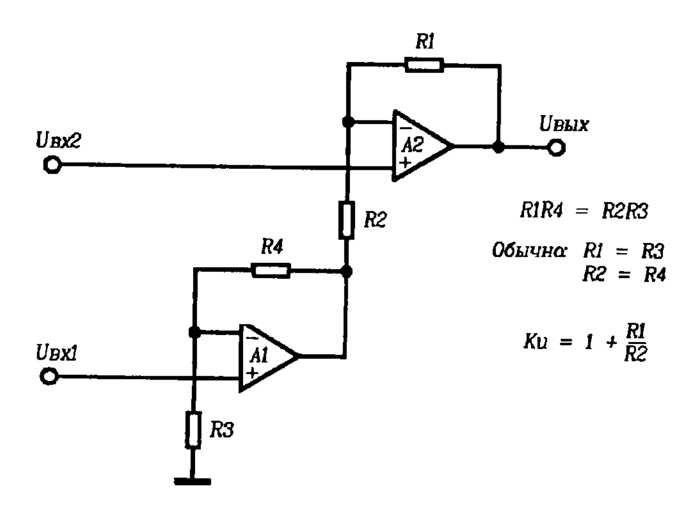


Рис. 1.7. Измерительный усилитель на двух ОУ.

* См. примечание на стр. 16. — *Прим. ред.*

**Сказанное справедливо только при соотношении $R_1R_4 = R_2R_3$. — *Прим. ред.*

Выходное напряжение смещения:

$$U_{СМ.ВЫХ} = 2(1 + R_1/R_2)U_{СМ.ВХ} \quad (\text{при } R_1/R_2 = R_3/R_4),$$

где $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ.

Входные импедансы для синфазного $R_{ВХ.СФ}$ и дифференциального $R_{ВХ.ДИФ}$ сигналов определяются типом применяемых ОУ.

Как и ранее, для хорошего подавления синфазного напряжения требуются согласованные резисторы.

Коэффициент усиления можно изменять, введя дополнительно переменный резистор (рис. 1.8). Однако в показанной схеме коэффициент усиления зависит от сопротивления резистора R_3 нелинейно. На схеме не показаны дополнительные элементы, необходимые для отвода входных токов (см. далее).

В другом варианте рассматриваемой схемы можно подать входной сигнал на два инвертирующих входа ОУ (рис. 1.9). Однако отметим, что эта схема имеет низкое входное сопротивление (примерно равное сопротивлению R_1); коэффициент передачи изменяется пропорционально сопротивлению резистора R_3.

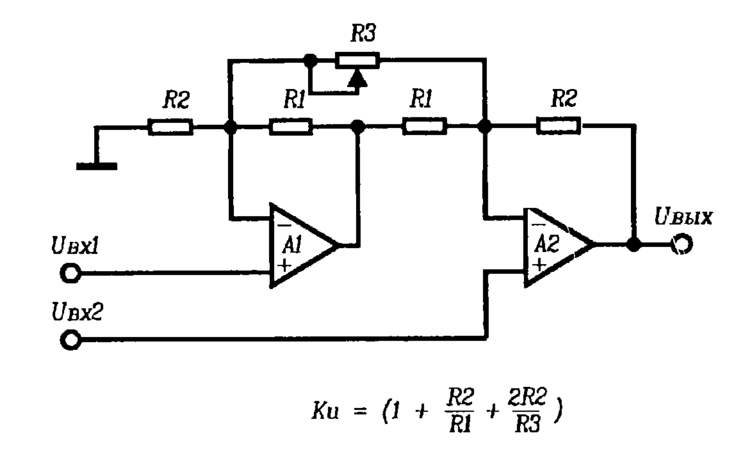


Рис. 1.8. Изменение коэффициента передачи в измерительном усилителе на двух ОУ.

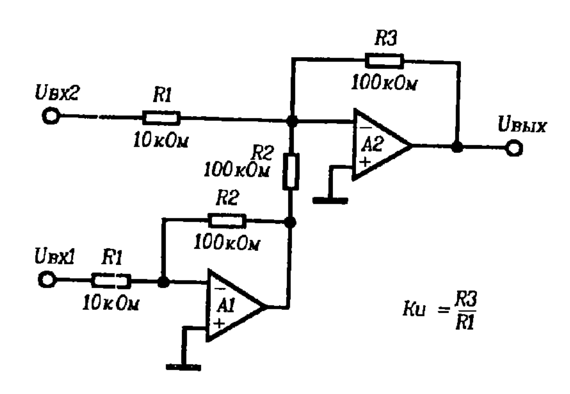


Рис. 1.9. Измерительный усилитель на двух ОУ с использованием только инвертирующих входов.

1.3. Измерительные усилители на трех операционных усилителях

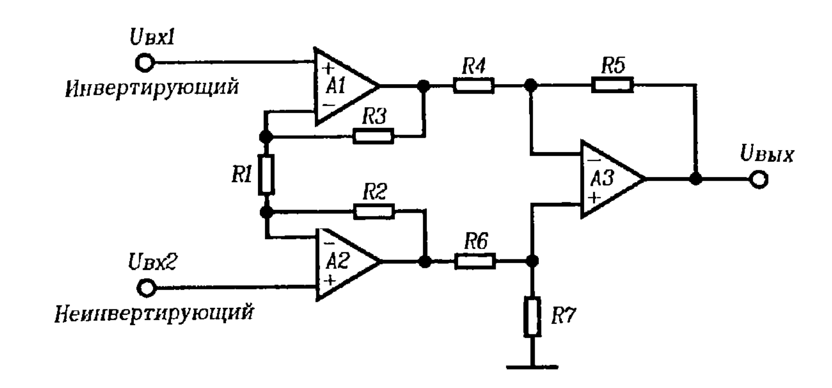
На рис. 1.10 приведена стандартная схема двухкаскадного измерительного усилителя на базе ОУ. Первый каскад, состоящий из усилителей A_1 и A_2, усиливает дифференциальный сигнал в $(R_1+R_2+R_3)/R_1$ раз, и коэффициент передачи для синфазного напряжения равен 1. Следовательно, дифференциальный сигнал увеличивается на выходах A_1 и A_2 без увеличения синфазного сигнала. Второй каскад, выполненный на ОУ A_3, в дифференциальном включении усиливает дифференциальный сигнал в R_5/R_4 раз. Такая схема имеет более высокий входной импеданс и обеспечивает большее усиление и лучший КОСС по сравнению со схемами на одном ОУ. Кроме того, величина КОСС менее чувствительна к точности подбора резисторов.

Дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_U = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_4} .$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за разбаланса резисторов):

$$K_{СФ1} = (R_7R_4 - R_5R_6)/R_4(R_6 + R_7)$$



Для получения максимального КОСС: R4R7 = R5R6
Обычно: R2 = R3 R4 = R6 R5 = R7

Рис. 1.10. Измерительный усилитель на трех ОУ.

Коэффициент усиления синфазного сигнала (из-за конечного значения КОСС усилителя A_3):

$$K_{СФ2} = R_5/R_4 \cdot КОСС_{A3} .$$

Общий КОСС измерительного усилителя в наихудшем случае (при сложении $K_{СФ1}$ и $K_{СФ2}$):

$$КОСС = \frac{K_U}{K_{СФ1} + K_{СФ2}} .$$

Выходное напряжение смещения $U_{СМ\,ВЫХ1}$, обусловленное напряжениями смещения ОУ (наихудший случай):

$$U_{СМ.ВЫХ1} = \frac{(R_1+R_2+R_3)}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_4} (U_{СМ.А1} + U_{СМ.А2}) + \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) U_{СМ.А3} ,$$

где $U_{СМ.А1}$ — входное напряжение смещения ОУ A_1,
$U_{СМ.А2}$ — входное напряжение смещения ОУ A_2,
$U_{СМ.А3}$ — входное напряжение смещения ОУ A_3.

Выходное смещение $U_{СМ.ВЫХ2}$, обусловленное входными токами смещения ОУ при $R_4 = R_6$ и $R_5 = R_7$ (наихудший случай):

$$U_{\text{СМ.ВЫХ2}} = \left[R_3 I^-_{\text{СМ.ВХ2}} - R_{\text{И2}} I^+_{\text{СМ.ВХ2}} - R_2 I_{\text{СМ.ВХ1}} + R_{\text{И1}} I^+_{\text{СМ.ВХ1}}\right] \frac{R_5}{R_4} + \Delta I_{\text{СМ.ВХ3}} R_5 \ ,$$

где $I^-_{\text{СМ.ВХ1}}$, $I^+_{\text{СМ.ВХ1}}$, $I^-_{\text{СМ.ВХ2}}$, $I^+_{\text{СМ.ВХ2}}$ — входные токи смещения A_1 и A_2 по инвертирующему и неинвертирующему входам соответственно,

$\Delta I_{\text{СМ.ВХ3}}$ — разность входных токов смещения ОУ A_3,

$R_{\text{И1}}$ — выходное сопротивление источника $U_{\text{ВХ1}}$,

$R_{\text{И2}}$ — выходное сопротивление источника $U_{\text{ВХ2}}$.

Общее выходное смещение (наихудший случай):

$$U_{\text{СМ.ВЫХ}} = U_{\text{СМ.ВЫХ1}} + U_{\text{СМ.ВЫХ2}} \ .$$

Очень важно обеспечить отвод входных токов со входов измерительного усилителя, так как в противном случае он входит в насыщение. Если источники сигналов не обеспечивают такого пути, например, когда входы развязаны по постоянному току, то необходимо подключить входы усилителя к земле через резисторы (рис. 1.11). Сопротивление R выбирается порядка 1 МОм или более; отметим, что элементы R и C образуют фильтр верхних частот, который должен пропускать самую низкую из частот входного сигнала.

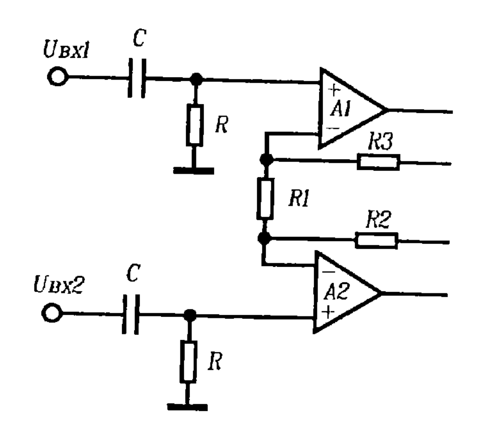


Рис. 1.11. Отвод входных токов.

Выходное смещение и дрейф выходного смещения в этой схеме обычно больше, чем в предыдущих, из-за большего числа ОУ. Для борьбы с этими нежелательными последствиями входные ОУ следует подбирать так, чтобы их дрейфы смещения были одинаковы. Номиналы резисторов обратной связи следует выбирать небольшими, чтобы уменьшить влияние колебаний входных токов смещения ОУ. Кроме того, в качестве усилителей A_1 и A_2 лучше использовать усилители с полевым входом, имеющие чрезвычайно малые входные токи. Влиянием входных токов смещения A_1 и A_2 при этом можно пренебречь.

Изменять коэффициент усиления схемы можно, изменяя сопротивление резистора R_1, это не сказывается на входном импедансе и КОСС схемы; однако пропорционального управления усилением таким способом добиться нельзя. При выборе значений резисторов целесообразно сосредоточить все усиление в первом каскаде усилителя (ОУ A_1 и A_2), поскольку именно он обеспечивает максимальное усиление дифференциального входного сигнала по отношению к синфазному сигналу. Коэффициент передачи каскада на A_3 можно установить равным единице, выбирая $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$. При этом лучше использовать резисторы в одном корпусе, чтобы обеспечить точное согласование сопротивлений и их равный дрейф при изменениях внешних условий. Однако при установке слишком большого коэффициента усиления первого каскада усилители A_1 и A_2 могут войти в насыщение, что ограничит диапазон синфазного входного напряжения усилителя.

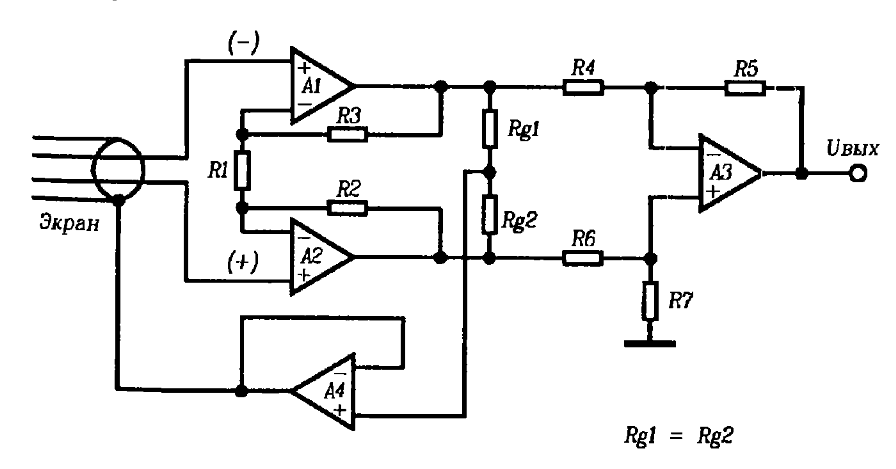


Рис. 1.12. Подключение защитного экрана для повышения входного импеданса.

Для уменьшения входной емкости схемы для синфазного сигнала и защиты входов от утечек со стороны других цепей на плате, можно использовать охранное кольцо вокруг входов усилителя, соединив его и экран входного кабеля с выходом дополнительного усилителя A_4 (см. рис. 1.12). Потенциал экрана и охранного кольца будет при этом поддерживаться равным синфазному входному напряжению.

При работе с высокоомными источниками сигналов для достижения относительно широкой полосы пропускания применяется следящая обратная связь, с помощью которой компенсируют входные емкости по каждому входу. Схема, приведенная на рис. 1.13, обеспечивает очень малые входные емкости, что важно при усилении сигналов источников с большими выходными сопротивлениями (мегаомы), так как сопротивление источника и входная емкость усилителя образуют фильтр нижних частот. Например, при выходном сопротивлении источника $R_И$ = 100 МОм и входной емкости 10 пФ граничная частота составляет $1/(2\pi R_И C_{ВХ})$, т.е. всего 80 Гц. Отметим, что необходима индивидуальная защита каждого входа, что и показано на схеме. В качестве усилителей

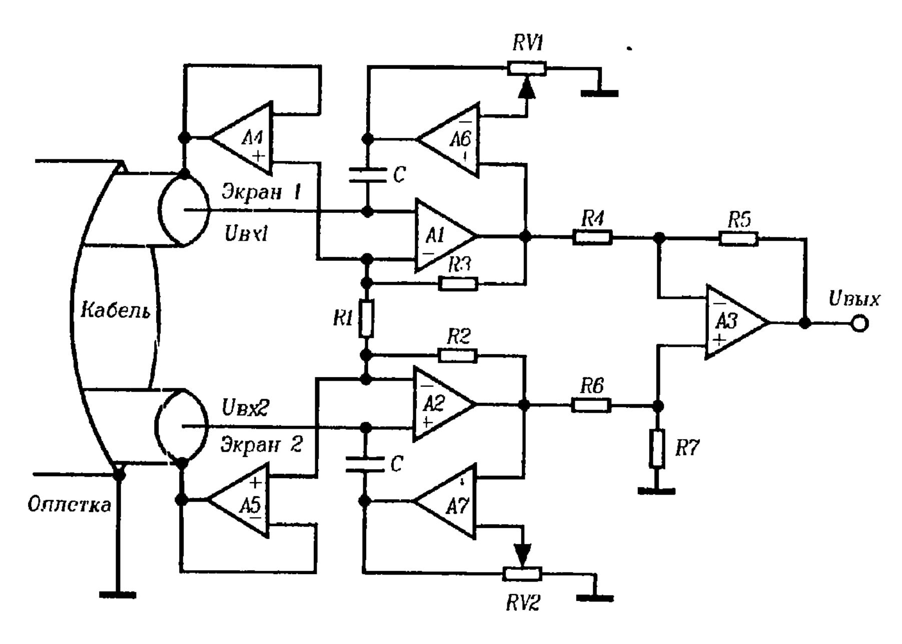


Рис. 1.13. Компенсация входных емкостей с помощью защитных экранов.

A_1 и A_2 следует применять ОУ с входами на полевых транзисторах. Емкость конденсатора C должна быть небольшой, порядка 10 пФ. Балансировка схемы производится обычными способами, отметим лишь, что больший диапазон регулировки обеспечивается при балансировке усилителей A_1 и A_2, чем одного усилителя A_3. Подстройкой RV_1 и RV_2 компенсируются входные емкости кабелей (в случае перекомпенсации схема возбуждается).

1.4. Измерительные усилители с согласованными транзисторами

Применение согласованных пар транзисторов позволяет разработчику дополнить входной каскад ОУ специально спроектированной схемой. В схеме с согласованными биполярными транзисторами, приведенной на рис. 1.14, используется обратная связь по току, она применяется в случаях, когда требуются очень низкий уровень шума, малый дрейф или минимальный потребляемый ток. Схема содержит входной дифференциальный каскад на транзисторах VT_1 и VT_2, питающийся от согласованных генераторов токов на транзисторах VT_3 и VT_4. Транзисторы VT_3 и VT_4 с резисторами R_{41}, R_{42}, R_5 и диодами VD_1 и VD_2 образуют генераторы стабильных токов (ГСТ), при этом в каждом плече входного каскада протекают равные токи I. Дифференциальное входное напряжение ($U_{ВХ2}$ — $U_{ВХ1}$) оказывается приложенным к резистору R_3, входные транзисторы VT_1 и VT_2 играют в этом случае роль эмиттерных повторителей. Протекающий через резистор R_3 ток вызывает разбаланс токов в плечах входного каскада. Этот разбаланс токов создает дифференциальное напряжение на входах усилителя A_1 из-за различного падения напряжения на равных резисторах R_{11} и R_{12}. Усилитель A_1 стремится скомпенсировать этот разбаланс, подавая ток $I_{ОС}$ во входной каскад через резисторы R_{21}, R_{22} и R_3, формируя при этом выходное напряжение $U_{ВЫХ}$.

Дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_U = 1 + (2R_2/R_3) .$$

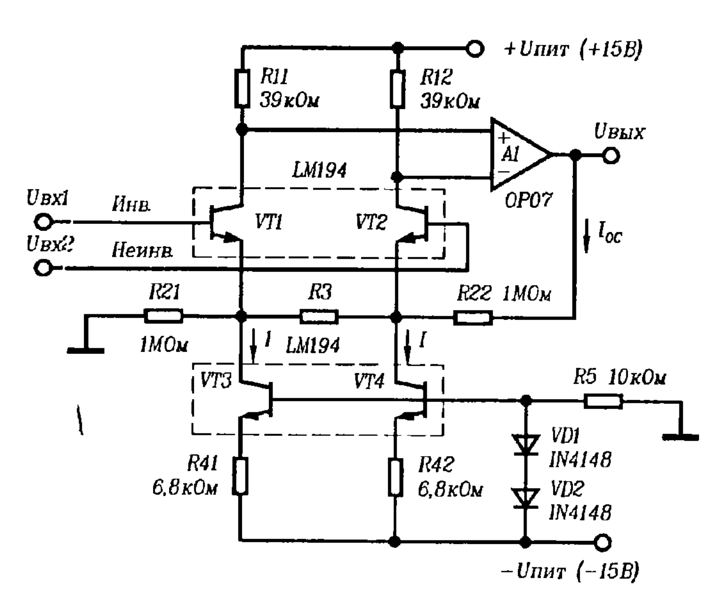
Коэффициент усиления синфазного сигнала:

— из-за рассогласования ΔR_2 резисторов R_{21} и R_{22}:

$$K_{СФ1} = \Delta R_2/R_2;$$

— из-за рассогласования ΔR_1 резисторов R_{11} и R_{12}:

$$K_{СФ2} = \Delta R_1/R_1;$$



$$Ku = \frac{R3 + R21 + R22}{R3}$$

Обычно: $R11 = R12 = R1 \quad R21 = R22 = R2 \quad R41 = R42 = R4$

Рис. 1.14. Измерительный усилитель с согласованными транзисторами.

— из-за рассогласования Δr_e дифференциальных сопротивлений эмиттеров входных транзисторов:

$$K_{СФ3} = \frac{\Delta r_e \cdot (R_3 + 2R_2)}{R_2 \cdot R_3};$$

— из-за конечного значения КОСС ОУ A_1:

$$K_{СФ4} = \frac{1}{КОСС_{A1}}.$$

Общий коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$КОСС = \frac{K_U}{K_{СФ1} + K_{СФ2} + K_{СФ3} + K_{СФ4}}.$$

Дифференциальное входное сопротивление:

$$R_{ВХ.ДИФ} = \beta(R_3 \| 2R_2),$$

где β — коэффициент усиления по току транзисторов VT_1 и VT_2.

Входное сопротивление для синфазного сигнала:

$$R_{ВХ.СФ} = \beta R_2/2.$$

Составляющие входного напряжения смещения:

— из-за неполного согласования ΔU_{BE12} напряжений база-эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2:

$$U_{СМ1} = \Delta U_{BE12};$$

— из-за неполного согласования ΔU_{BE34} напряжений база-эмиттер транзисторов VT_3 и VT_4:

$$U_{СМ2} = \frac{U_{BE34} R_3}{R_4};$$

— из-за рассогласования на ΔR_4 резисторов R_{41} и R_{42}:

$$U_{СМ3} = \frac{\Delta R_4}{R_4} \cdot IR_3;$$

— из-за рассогласования на ΔR_1 резисторов R_{11} и R_{12}:

$$U_{СМ4} = \frac{\Delta R_1}{R_1} \cdot IR_3;$$

— из-за входного напряжения смещения $U_{СМ\,A1}$ ОУ A_1:

$$U_{СМ5} = \frac{R_3}{R_1} \cdot U_{СМ.A1};$$

— из-за разности входных токов смещения $\Delta I_{СМ.ВХ.A1}$ ОУ A_1:

$$U_{СМ6} = \Delta I_{СМ.ВХ.A1} \cdot R_3.$$

Общее входное напряжение смещения равно:

$$U_{СМ.ВХ} = \Sigma U_{СМi} = U_{BE12} + \frac{R_3}{R_4} U_{BE34} + \frac{\Delta R_4}{R_4} IR_3 +$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} IR_3 + \frac{R_3}{R_1} U_{СМ.A1} + \Delta I_{СМ.ВХ.A1} R_3.$$

Для кремниевых транзисторов и диодов токи ГСТ на транзисторах VT_3, VT_4 равны:

$$I = 0{,}7/R_4 \ .$$

При выборе элементов и их значений необходимо учитывать следующие моменты.

— Диапазон входного напряжения измерительного усилителя ограничивается для положительных сигналов максимальным входным напряжением ОУ, а для отрицательных сигналов — условиями нормальной работы ГСТ.

— Напряжения на входах ОУ A_1 должны находиться в рабочем диапазоне входных напряжений этого ОУ. Следует выбирать ОУ, для которого допустимое входное напряжение близко к положительному напряжению питания.

— При подаче синфазного напряжения резисторы R_{21} и R_{22} отбирают часть эмиттерных токов VT_1 и VT_2. Следовательно, сопротивления R_{21} и R_{22} должны быть достаточно большими, чтобы протекающий через них ток был незначительным по сравнению с начальными эмиттерными токами транзисторов VT_1 и VT_2. Как правило, сопротивления этих резисторов должны быть минимум в 10 раз больше, чем резисторов R_{11} и R_{12}.

Предположим, например, что в качестве A_1 применяется широко распространенный ОУ с малым дрейфом OP07 (отечественный аналог — 140УД17 — *прим. ред.*), а в качестве транзисторов VT_1, VT_2, VT_3 и VT_4 выбраны сверхсогласованные транзисторные пары LM194 (непосредственных аналогов нет, у транзисторных пар 159НТ1 параметры значительно хуже — *прим. ред.*); напряжение питания составляет ± 15 В.

Из справочника находим, что гарантированный диапазон входного напряжения микросхемы OP07 составляет ± 13 В, поэтому падение напряжения на резисторах R_{11} и R_{12} должно быть не менее (15 В — 13 В) = 2 В; Выберем величину падения напряжения на этих резисторах равной 4 В. Приемлемые коллекторные токи транзисторов VT_1 и VT_2 — около 100 мкА, зададим токи ГСТ на VT_3, VT_4 равными 100 мкА, отсюда можно вычислить значения резисторов R_{41} и R_{42}. Сопротивления резисторов R_{11} и R_{12} определяются из соотношения 4 В/100 мкА = 40 кОм, можно принять их равными 47 кОм. Сопротивление резистора R_2 должно быть минимум в 10 раз больше R_{11} (т.е. около 400 кОм); отсюда выбираем сопротивления резисторов R_{21} и R_{22} равными 1 МОм; при этом для синфазного входного напряжения 10 В ток через эти резисторы составит 10 мкА. Из выражения для коэффициента усиления определяем необходимое сопротивление резистора R_3.

Недостаточное значение КОСС возникает из-за неточности подбора резисторов R_{11} и R_{12}, R_{21} и R_{22}, рассогласования дифференциальных сопротивлений эмиттеров транзисторов и конечного значения КОСС операционного усилителя A_1. Введя подстроечный резистор, включенный последовательно с R_{21} или R_{22}, можно значительно повысить КОСС.

Имеется несколько причин, вызывающих выходное смещение: рассогласование транзисторов VT_1 и VT_2, или VT_3 и VT_4, неточность подбора резисторов R_{41} и R_{42} и входное смещение усилителя A_1. Дрейф смещения уменьшают за счет повышения коэффициента усиления входного каскада на согласованных транзисторах, выбирая величину резистора R_3 значительно меньшей, чем резисторов R_1 и R_4. При этом уменьшается вклад в смещение остальных элементов схемы, кроме транзисторов VT_1 и VT_2. Смещение можно скомпенсировать, включив подстроечный резистор небольшого номинала между резисторами R_{11} и R_{12} или R_{41} и R_{42}.* Но такой способ увеличивает дрейф, так как согласованные транзисторы VT_1 и VT_2 будут работать с разными эмиттерными токами.

Не забывайте о необходимости обеспечить отвод базовых токов транзисторов VT_1 и VT_2, так как иначе усилитель насыщается. Защитить входы от повреждения большим сигналом можно, включая последовательно с базами транзисторов небольшие ограничивающие резисторы. Однако ограничивающие резисторы генерируют шум, который добавляется к входному шуму, и могут увеличить напряжение смещения из-за протекания базовых токов транзисторов VT_1 и VT_2. Уменьшения входного шума добиваются за счет повышения коэффициента усиления первого каскада, для чего резистор R_3 делается намного меньше резисторов R_1 и R_4. Увеличение усиления снижает вклад шумов всех элементов схемы кроме транзисторов VT_1 и VT_2. Для получения минимального шума можно отобрать согласованные транзисторы VT_1 и VT_2 с учетом конкретных сопротивлений источников и частотного диапазона входного сигнала, и задать оптимальные для них значения эмиттерных токов.

В рассматриваемой схеме ОУ имеет сложную петлю обратной связи, содержащую два транзистора VT_1 и VT_2, которые в цепи обратной связи работают в режиме общей базы, так как входы усилителя (базы транзисторов) по переменному току оказываются заземленными через источники сигналов. При использовании полностью скорректированного низко- и среднечастотного ОУ проблема устойчивости обычно не возникает, поскольку коэффициент передачи петли обратной связи (т.е. транзисторов в режиме общей базы) меньше 1 (при $R_{22} > R_{12}$). В случае быстродействующих ОУ или при больших сопротивлениях резисторов R_{11}, R_{12}, R_{21}, R_{22} и R_3 может возникнуть проблема устойчивости из-за наличия распределенных и паразитных емкостей.

* Подстроечный резистор подключается движком к шине питания, крайними выводами — к верхним по схеме выводам R_{11} и R_{12} (или нижним — R_{41} и R_{42}). — *Прим.ред.*

Для повышения линейности усилителя и его КОСС можно ввести ОУ в каждое плечо входного каскада до усилителя A_1, как показано на рис. 1.15. Эта схема аналогична стандартной схеме на трех ОУ, дополненной входным каскадом на согласованных транзисторах. Такая схема широко применяется в промышленных микросхемах высококачественных измерительных усилителей. По сравнению со схемой, приведенной на рис. 1.14, она имеет три преимущества.

— Напряжение $U_{оп}$, резистор R_1, усилители A_1 и A_2 задают постоянные эмиттерные токи транзисторов VT_1 и VT_2 во всем диапазоне входных напряжений. Это позволяет транзисторам VT_1 и VT_2 работать при оптимальном значении эмиттерного тока с низким шумом или малым дрейфом во всем рабочем диапазоне входных напряжений.

— Уменьшается нелинейность схемы, так как собственный коэффициент усиления входного каскада, благодаря ОУ A_1 и A_2, значительно увеличивается.

— Синфазные напряжения больше не прикладываются к резисторам R_{21} и R_{22}, поэтому точного согласования значений резисторов не требуется. Следовательно, КОСС значительно возрастает.

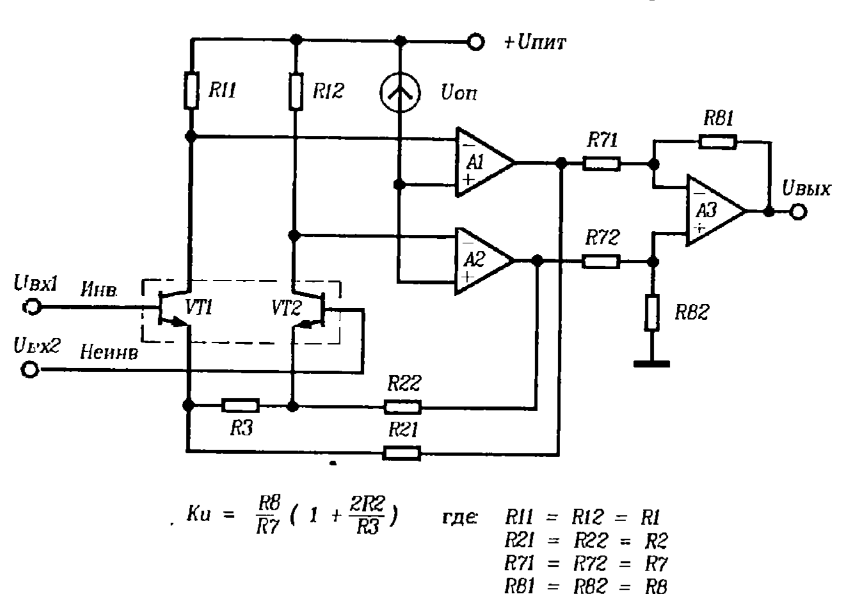


Рис. 1.15. Повышение линейности усилителя и его КОСС

При работе с высокоомными источниками сигналов согласованные полевые транзисторы превосходят биполярные. Входной каскад на полевых транзисторах имеет высокий входной импеданс, малый входной ток и очень малые шумовые токи. Однако полевые транзисторы имеют большие входные напряжения смещения, дрейфы напряжения смещения и эквивалентные входные напряжения шумов. Поэтому при работе с низкоомными источниками сигналов (менее 10 кОм) лучше применять биполярные транзисторы. Приведенная на рис. 1.16 схема аналогична схеме на рис. 1.15, но в ней использован входной каскад на полевых транзисторах; ее характеристики можно улучшить рассмотренными выше способами. Отметим применение в данном случае каскодной дифференциальной схемы, что обеспечивает работу входных транзисторов VT_1 и VT_2 при постоянном напряжении сток-исток. Такое включение улучшает частотную характеристику и уменьшает входные токи. В качестве согласованных пар полевых транзисторов можно применять серии U401-6, 2N6905-7, 2N5186-9 и др. (аналоги — 2ПС104, КПС315 с каналом *n*-типа или 504НТ1—504НТ4 с каналом *p*-типа — *прим. ред.*).

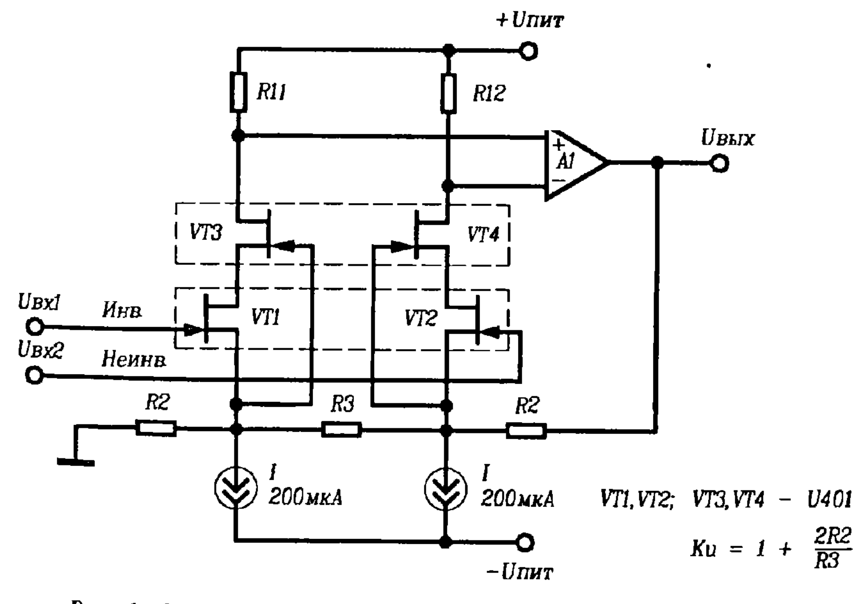


Рис. 1.16. Измерительный усилитель с согласованными полевыми транзисторами.

1.5. Использование измерительных усилителей совместно с датчиками

Наиболее широко измерительные усилители применяются для усиления сигналов с различных датчиков. Примеры двух таких схем представлены на рис. 1.17 и 1.18. Схема на рис. 1.17 демонстрирует применение промышленного измерительного усилителя AD624C совместно с мостовым тензодатчиком. На рис. 1.18 показан простой дифференциальный усилитель сигнала датчика Холла для магнитометрических измерений.

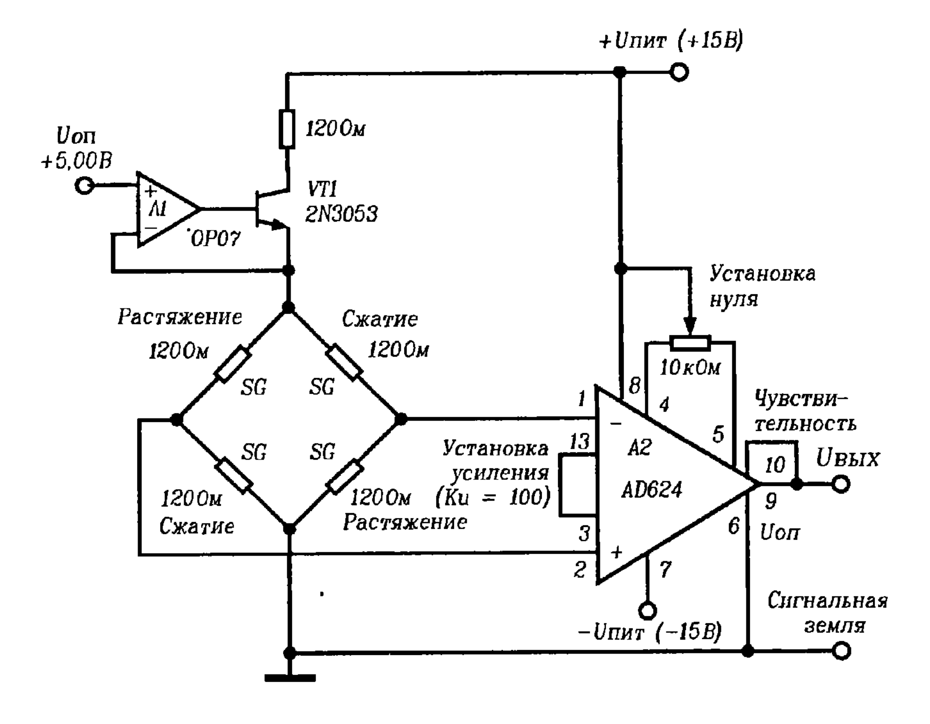


Рис. 1.17. Применение микросхемы AD624C для усиления сигналов мостового тензодатчика.

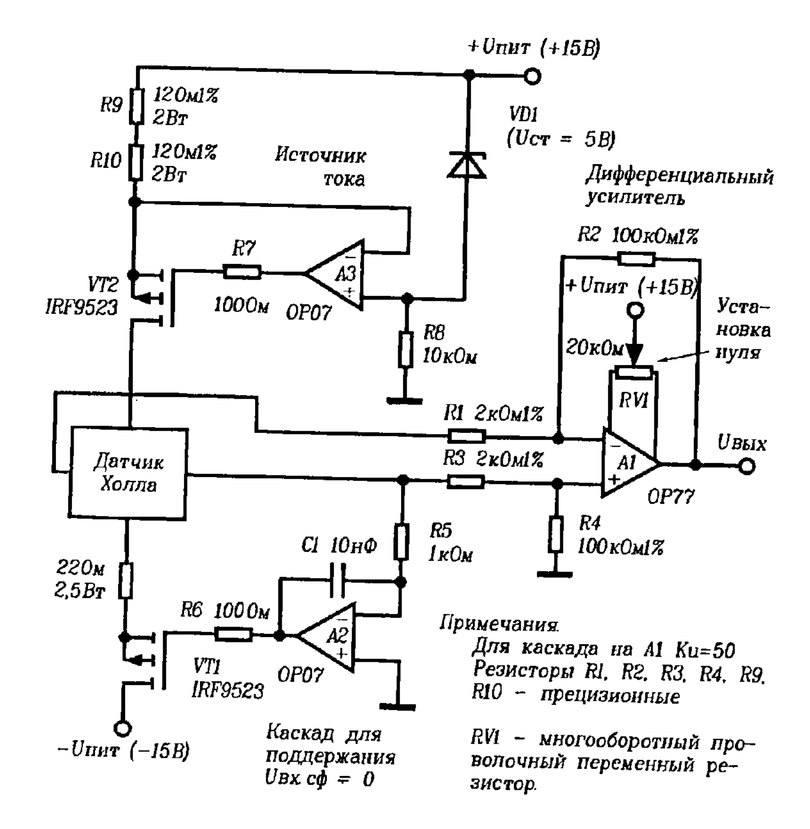


Рис. 1.18. Применение дифференциального усилителя совместно с датчиком Холла.

1.6. Промышленные однокристальные измерительные усилители

В табл. 1.1 приведены паспортные данные некоторых промышленных однокристальных измерительных усилителей. Конечно, выбор конкретной микросхемы диктуется особенностями применения с учетом стоимости и доступности. Имеются микросхемы измерительных усилителей с цифровым управлением, которые наиболее удобны для микропроцессорных систем.

2 Заказ 307

Таблица 1.1. *Параметры однокристальных измерительных усилителей.*

Продолжение таблицы 1.1.

		AMP-01	AMP-05	PGA200	LH0084C	
Напряжение питания						
Максимальное	В	± 18	± 18	± 18	± 18	Стандартное напряжение питания ±15В.
Минимальное	В	± 4,5	± 4,5	± 10	± 8	
Ток потребления (от "+" источника)	мА	4,8[А]	10,0[А]	10	12	
Погрешности смещения по постоянному току						
Входное напряжение смещения (25°С)	мкВ	40	500	25	300	Смещение по постоянному току обычно можно устранить подстроечным резистором.
Дрейф входного напряжения смещения	мкВ/°С	0,3	7	1	10	Температурные дрейфы компенсировать сложнее.
Выходное напряжение смещения (25°С)	мВ	2	5	0,2	0,6	
Дрейф выходного напряжения смещения	мкВ/°С	50	70	10	20	
Входные токи смещения (25°С)	нА	2	0,03	10	150	Смещение и шум можно разделить на две компоненты: входную ($U_{СМ.ВХ}$) и выходную ($U_{СМ.ВЫХ}$). Общая приведенная к входу погрешность равна :
Разность входных токов смещения	нА	0,5	0,01	10	50	
Напряжение шумов						$U_{СМ\Sigma} = U_{СМ.ВХ} + U_{СМ.ВЫХ}/K_U$.
В полосе частот от 0,1 до 10 Гц (размах)	мкВ	0,12[В]	4[В]	0,8	7	
Спектральная плотность (f = 1 кГц)	нВ/$\sqrt{Гц}$	5[В]	16	13	–	
Входное сопротивление						
Дифференциальное	ГОм	1[В]		10//3 пФ	100	Используйте ОУ с входом на полевых транзисторах для высокоомных источников сигналов.
Для синфазного сигнала	ГОм	20[В]	1000//8 пФ	10//3 пФ	100	Входные емкости сказываются на частотах около 100 Гц.
Коэффициент усиления						
Диапазон значений		0,1–10000	0,1–2000	1–1000	1–100	Многие усилители требуют внешних резисторов для задания коэффициента усиления.
Точность установки	%	0,5	0,4	0,02	0,03 (K_U=100)	
Температурный дрейф	10^{-6}/°С	5	8[В]	10	1	Указанные характеристики точности и дрейфа не учитывают эти резисторы.
Нелинейность	10^{-6}	7[В]	200[В]	120[В]	20	Обычно нелинейность возрастает вместе с усилением.
КОСС на постоянном токе						
При K_U = 1	дБ	90	80	95	80	КОСС возрастает с усилением.
При K_U = 1000	дБ	125	100	120	–	КОСС ухудшается на высоких частотах.
Динамические параметры						
Скорость нарастания выходного напряжения	В/мкс	4,5 (K_U=10)	7,5 (K_U>10)	0,4	13	Скорость нарастания и время установления относятся к режиму большого сигнала.
Полоса пропускания на уровне 3 дБ при K_U = 1	кГц	570	3000	500	3250	
Полоса при неравномерности в 1% при K_U = 1	кГц	–	–	50	300	
Полоса пропускания на уровне 3 дБ при K_U = 1000	кГц	26	120	2,4	–	Ширина полосы пропускания определяется для малых сигналов.
Полоса при неравномерности в 1% при K_U = 1000	кГц	–	–	0,3	–	
Время установления до 0,1% при K_U = 1	мкс	12[Г]	5	35	2,3	В общем, чем больше усиление, тем медленнее реакция.
Время установления до 0,1% при K_U = 1000	мкс	50[Г]	5	480	–	
Комментарии		Биполярный вход. Требуются два внешних резистора для задания коэффициента усиления.	Полевой вход. Два внешних резистора для задания коэффициента усиления. Два независимых защитных драйвера.	Биполярный вход. Цифровое управление. Возможные значения K_U – 1, 10 и 100. Три входных канала.	Биполярный вход. Выводы для установки K_U 100, 200, 500, 1000, 2000. Содержит один защитный драйвер.	

А: Максимальное значение.
Б: Минимальное значение
В: K_U = 1000.
Г: до 0,01%.
Д: в полосе 0,01—10 Гц.
Е: при 10 кГц.

Продолжение таблицы 1.1.

Продолжение таблицы 1.1.

		INA105	INA101	AD624	AD625	
Напряжение питания						
Максимальное	В	±18	±20	±18	±18	Стандартное напряжение питания ±15В.
Минимальное	В	±5	±5	±6	±6	
Ток потребления (от "+" источника)	мА	1,5	6,7	3,5	3,5	
Погрешности смещения по постоянному току						
Входное напряжение смещения (25°C)	мкВ	–	125	200^А	50	Смещение по постоянному току обычно можно устранить подстроечным резистором.
Дрейф входного напряжения смещения	мкВ/°C	–	2	2^А	1	
Выходное напряжение смещения (25°C)	мВ	0,05	0,45	5^А	4	Температурные дрейфы компенсировать сложнее.
Дрейф выходного напряжения смещения	мкВ/°C	5	20	50^А	20	
Входной ток (25°C)	нА	–	15	50^А	30	Смещение и шум можно разделить на две компоненты: входную ($U_{СМ.ВХ}$) и выходную ($U_{СМ.ВЫХ}$). Общая приведенная к входу погрешность равна :
Разность входных токов	нА	–	15	35^А	2	
Напряжение шумов						
В полосе частот от 0,1 до 10 Гц (размах)	мкВ	2,4^Д	0,8^Д	0,2^В	0,2^В	$U_{СМΣ} = U_{СМ.ВХ} + U_{СМ.ВЫХ}/K_U$.
Спектральная плотность (f = 1 кГц)	нВ/√Гц	60^Е	13	4	4	
Входное сопротивление						
Дифференциальное	ГОм	50 кОм	10//3 пФ	1//10 пФ	1//4 пФ	Используйте ОУ с входом на полевых транзисторах для высокоомных источников сигналов.
Для синфазного сигнала	ГОм	50 кОм	10//8 пФ	1//10 пФ	1//4 пФ	Входные емкости сказываются на частотах около 100 Гц.
Коэффициент усиления						
Диапазон значений		1	1–1000	1–1000	1–10000	Многие усилители требуют внешних резисторов для задания коэффициента усиления.
Точность установки	%	0,005	–	0,25^А(K_U=100)	0,035	Указанные характеристики точности и дрейфа не учитывают эти резисторы.
Температурный дрейф	10^{-6}/°C	1	–	25^А,В	5^А	
Нелинейность	10^{-6}	2	22^В	50	100^В	Обычно нелинейность возрастает вместе с усилением.
КОСС на постоянном токе						
При K_U = 1	дБ	90	85	70^Б	75	КОСС возрастает с усилением.
При K_U = 1000	дБ	–	105	110^Б	115	КОСС ухудшается на высоких частотах
Динамические параметры						
Скорость нарастания выходного напряжения	В/мкс		300	1000	650	Скорость нарастания и время установления относятся к режиму большого сигнала.
Полоса пропускания на уровне 3 дБ при K_U = 1	кГц	1000	20	–	–	
Полоса при неравномерности в 1% при K_U = 1	кГц	–	2,5	25	25	
Полоса пропускания на уровне 3 дБ при K_U = 1000	кГц	–	0,2	–	–	Ширина полосы пропускания определяется для малых сигналов.
Полоса при неравномерности в 1% при K_U = 1000	кГц		30	15^Г	15^Г	
Время установления до 0,1% при K_U = 1	мкс	4	350	75^Г	75^Г	В общем, чем больше усиление, тем медленнее реакция.
Время установления до 0,1% при K_U = 1000	мкс	–				
Комментарии		Фиксированный K_U = 1. Стандартная схема дифференциального усилителя на одном ОУ (рис. 1.1) .	Биполярный вход. Установка усиления одним внешним резистором. Схема на трех ОУ.	Биполярный вход. Содержит внутренние резисторы для задания K_U = 1, 100, 200, 500 и 1000.	Биполярный вход. Усиление задается тремя внешними резисторами. Программируемый K_U, дифференциальный мультиплексор.	

А: Максимальное значение.
Б: Минимальное значение.
В: K_U = 1000.
Г: до 0,01%.
Д: в полосе 0,01–10 Гц.
Е: при 10 кГц.

Таблица 1.2. *Пример анализа погрешностей для усилителя AD624C.*

Источник погрешности (параметр)	Значение параметра (типовое)	Расчет вклада	Без подстройки А	С подстройкой Б	С периодической калибровкой В	Кратковременная разрещ. способность Г
Погрешность усиления	0,1%	0,1% = 1 x 10^{-3}	1000			
Дрейф усиления	0,001%/°С	20°С x 0,001%/°С	200	200		
Нелинейность	0,001%	0,001% = 1 x 10^{-5}	10	10	10	
Входное сопротивление	10^9 Ом	$\frac{120\ Ом}{10^9\ Ом}$ x 10^6	0,1			
Входное напряжение смещения	±25 мкВ	(25мкВ x 10^6)/10мВ	2500			
Дрейф входного смещения	±0,25 мкВ/°С	(0,25 мкВ/°С x 10°С)/10 мВ	500	500		
Выходное напряжение смещения	±2 мВ	(2 мВ x 10^6)/1 В	2000			
Дрейф выходного смещения	±10 мкВ/°С	(10 мВ/°С x 20°С x 10^6)/1 В	200	200		
Разность входных токов смещения	±10 нА	(10 нА x 60 Ом x 10^6)/10 мВ	60			
Дрейф разности входных токов смещения	0,1 нА/°С	$\frac{(0,1нА/°С \times 20°С \times 60\ Ом \times 10^6)}{10\ мВ}$	12	12		
Коэффициент подавления синфазного сигнала	110 дБ	($10^{-\frac{110}{20}}$ x 2,5 В)/10 мВ	750			
Входное напряжение шума	0,3 мкВ размах (0,1—10 Гц)	(0,3 мкВ x 10^6)/(2 x 10 мВ)	15	15	15	15
Входной ток шума	0,06 нА размах (0,1—10 Гц)	(0,06 нА x 60 Ом x 10^6)/(2 x 10 мВ)	0,2	0,2	0,2	0,2
Суммарная погрешность			7247,3 ≈ 0,73%	937,2 ≈ 0,094%	25,2 ≈ 0,0025%	15,2 ≈ 0,0015%

С технической точки зрения выбор любого промышленного измерительного усилителя обычно основывается на расчете погрешности. Для определения того, подходит ли вам конкретная микросхема, необходимо учесть вклад в погрешность всех основных параметров измерительного усилителя и вычислить максимальную погрешность во всем температурном диапазоне. Пример анализа погрешностей представлен в табл. 1.2 для микросхемы AD624C фирмы Analog Devices, которая применяется в схеме с мостовым тензодатчиком (рис. 1.17).

Диапазон рабочих температур в данном примере предполагается равным 0°С — +40°С, в котором обычно производители гарантируют параметры своих изделий. Предполагаются также следующие условия: максимальный входной сигнал 10 мВ, максимальное выходное напряжение 1 В и полоса частот сигнала 10 Гц. Наконец, предполагается, что мост сбалансирован, и при температуре 20°С смещения усилителя равны нулю. На данном конкретного примере хорошо показано различие между разрешающей способностью и точностью. Рассмотрены четыре разных случая.

Случай А. Усилитель используется без подстройки коэффициента усиления и смещения.

Случай Б. Усилитель используется с подстроечными резисторами для установки коэффициента усиления и балансировки. Температурные дрейфы K_U и $U_{СМ}$ при этом не устраняются.

Случай В. Усилитель является частью микропроцессорной системы, которая между измерениями калибрует схему непосредственно по входному сигналу, применяя точно известные стандарты. Здесь важна абсолютная точность. В этом случае не нужно учитывать температурные уходы, так как они учитываются при калибровке. Калибровка не устраняет только такие погрешности, как нелинейность и шум.

Случай Г. Усилитель является частью системы, в которой важно измерять только отклонения сигнала за небольшой промежуток времени (например, за несколько секунд). В этом случае важным источником погрешности остается только шум.

. Значение анализа погрешностей состоит в том, что он позволяет разработчику выявить наиболее значимые погрешности и определить необходимость введения автоматической калибровки или настройки.

Кроме большого числа измерительных усилителей общего назначения некоторые фирмы выпускают усилители, рассчитанные на сигналы конкретных датчиков. К ним относятся усилители для термопар, тензодатчиков, резистивных термометров и датчиков Холла.

2. Развязывающие усилители

Развязывающий или изолированный усилитель характеризуется высоким уровнем гальванической изоляции (развязки) между входными и выходными цепями. Такой уровень изоляции достигается с помощью оптической или трансформаторной связи между входным и выходным каскадами. Надежная изоляция требуется в тех ситуациях, когда приходится иметь дело с высокими синфазными напряжениями. Вполне возможно, например, спроектировать усилитель для развязки синфазных напряжений в несколько тысяч вольт. Особое значение такие усилители имеют в медицине, когда электроды подключаются к телу пациента, и изоляция требуется по соображениям безопасности. Развязывающие усилители применяются также для исключения наводок по "земляным" проводам и в тех случаях, когда требуется очень высокий коэффициент подавления синфазного напряжения (более 100 дБ).

На рис. 2.1 представлена блок-схема развязывающего усилителя. Основными компонентами таких усилителей являются входная секция, выходная секция и секция питания. Главная особенность этих устройств состоит в том, что их входная и выходная секции должны иметь полную гальваническую развязку как по сигналу, так и по источникам питания. В показанном на рис. 2.1 развязывающем усилителе реализована так называемая трехуровневая развязка, т.е. его входной каскад, выходной каскад и секция питания изолированы друг от друга. В такой трехуровневой системе питающие напряжения для всех узлов схемы обеспечиваются встроенной секцией питания. Однако в некоторых трехуровневых устройствах питание выходного каскада должно осуществляться от того же источника питания, что и последующие каскады. Многие развязывающие усилители относятся к так называемой двухуровневой разновидности, т.е. их выходной каскад и секция питания не изолированы.

Во всех развязывающих усилителях питание входного каскада (в трехуровневой схеме — и выходного каскада) осуществляется через разделительный трансформатор. Как правило, используют небольшие ферритовые трансформаторы. На практике применяются три способа передачи сигнала от входного к выходному каскаду: трансформаторный, оптический и емкостной. Для передачи сигнала через цепь гальванической развязки обычно применяются два метода: модуляция/демодуляция (применяется для всех трех видов связи) и линеаризующая обратная связь (применяется с оптронами).

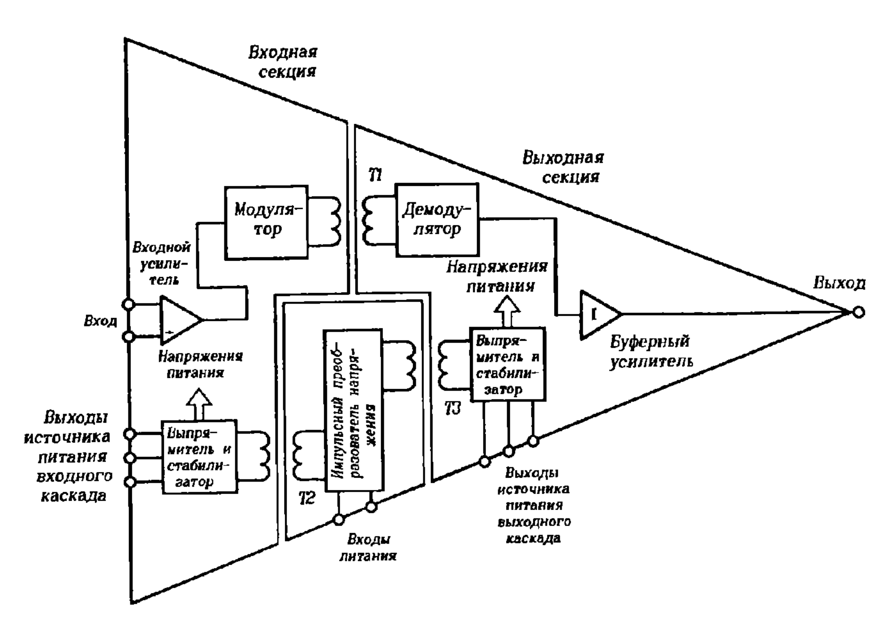


Рис. 2.1. Блок-схема развязывающего усилителя.

2.1. Развязывающий усилитель с модуляцией/демодуляцией (МДМ)

В показанном на рис. 2.2 развязывающем усилителе в качестве изолированного источника питания входной секции применяется преобразователь постоянного напряжения. До подачи на модулятор входной сигнал усиливается дифференциальным входным усилителем. После этого модулированный сигнал передается в выходную секцию, демодулируется и через буферный усилитель подается на выход схемы. Каскады модуляции/демодуляции необходимы потому, что применяемые цепи развязки не имеют связи по постоянному току и обладают нелинейными или переменными характеристиками. Для модуляции обычно применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) или частотная модуляция (ЧМ). На рис. 2.2 показаны также три устройства связи. При сравнительно новом способе емкостной связи модулированный сигнал пропускается через конденсатор очень небольшой емкости (порядка нескольких пикофарад). Емкость конденсатора связи должна быть минимальной, чтобы

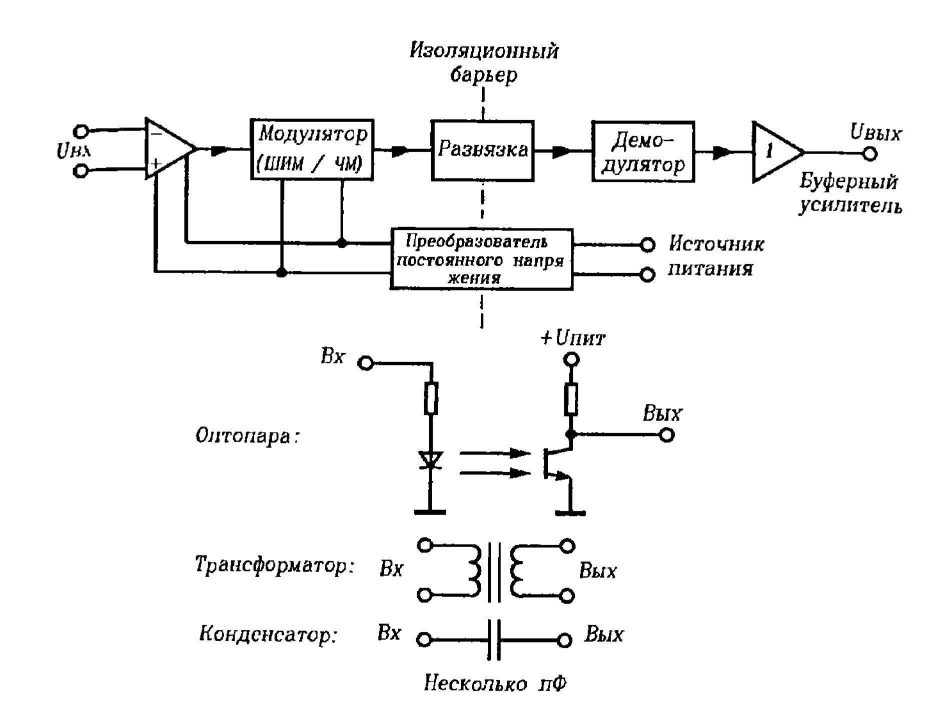


Рис. 2.2. Гальваническая развязка с использованием метода модуляции-демодуляции.

ограничить передачу энергии через него при переменном синфазном напряжении. Емкостная связь применяется в усилителях ISO 120/1/2 и ISO 102/6 фирмы Burr Brown.

МДМ-метод обеспечивает хорошую точность, но ограничивает полосу пропускания развязывающего усилителя. Частота несущей обычно выбирается максимально возможной для применяемого устройства связи.

При работе нескольких рядом расположенных развязывающих усилителей, в которых применяется описываемый метод, целесообразно синхронизировать все преобразователи напряжений питания, чтобы избежать взаимной модуляции и помех на частоте биений. Такая возможность предусмотрена в некоторых промышленных развязывающих усилителях.

2.2. Развязывающий усилитель с линеаризующей обратной связью

Более простой и дешевый способ развязки, чем вышеописанный, реализуется с помощью оптронов. Приведенная на рис. 2.3 схема показывает, как линеаризовать передаточную характеристику оптронов. Входной сигнал изменяет токи в излучателях оптронов OC_1 и OC_2. Собственно развязка обеспечивается с помощью оптрона OC_2. Оптрон OC_1 включен в цепь обратной связи усилителя A_1. Передаточные характеристики оптронов должны быть идентичны*. При этом все нелинейности оптронов автоматически компенсируются цепью обратной связи усилителя A_1. Резисторы R_2 и R_4 задают уровни начальных токов фототранзисторов Q_1 и Q_2. Резисторы R_1 и R_5 определяют амплитуду тока сигнала фототранзисторов. Быстродействие данной схемы оказывается довольно высоким, так как напряжения на Q_1 и Q_2 постоянны и их емкости не перезаряжаются при изменениях сигнала. Хотя схема и обеспечивает достаточно широкую полосу пропускания, в ней сохраняются нелинейность и присущие оптронным устройствам проблемы дрейфа и точности коэффициента передачи.

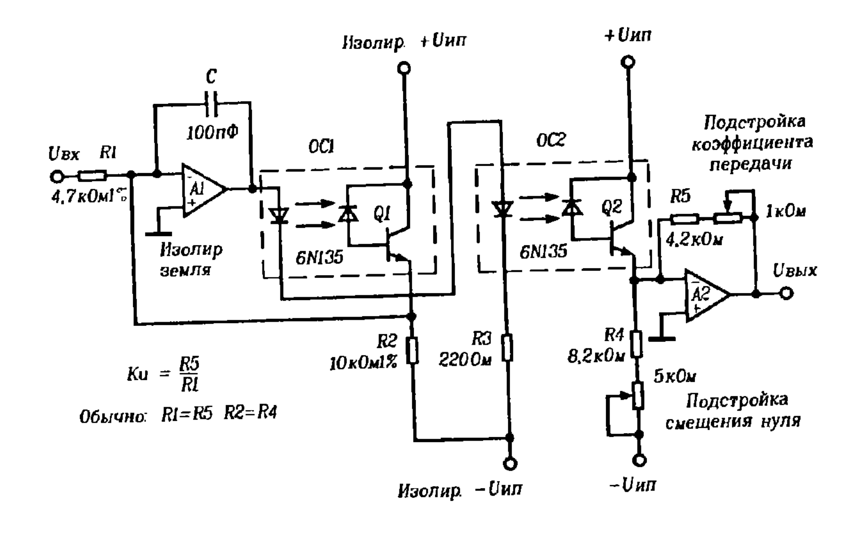


Рис. 2.3. Гальваническая развязка с использованием линеаризующей обратной связи.

* Речь идет о зависимости $I_{ВЫХ}^{Q1,Q2}(I_{ВХ})$. — *Прим. ред.*

Для минимизации искажений, дрейфов коэффициента передачи и смещения необходимо точно согласовать оптроны OC_1 и OC_2; в идеальном случае они должны находиться в одном корпусе. Резисторы выбираются так, чтобы $R_2 = R_4$ для приблизительно нулевого выходного смещения и $R_1 = R_5$ для единичного коэффициента передачи. При выборе сопротивления R_1 приходится идти на компромисс между искажениями с одной стороны, и шумом и дрейфами с другой стороны. Если, например, выбрать R_1 небольшим, изменения тока сигнала в оптронах OC_1 и OC_2 будут большими, это приведет к большим искажениям, но дрейф токов будет сказываться незначительно. При большом сопротивлении R_1 ситуация изменяется на противоположную. Все напряжения питания должны быть стабильными, в противном случае возникают дополнительные погрешности смещения. Сопротивление R_3 необходимо выбрать так, чтобы выходное напряжение A_1 было приблизительно равно 0 В при $U_{ВХ} = 0$. Конденсатор C необходим для частотной коррекции ОУ A_1, в цепь обратной связи которого включен оптрон OC_1. Без этого конденсатора схема оказывается неустойчивой и возбуждается. Емкость конденсатора C лежит в пределах от десятков до сотен пикофарад. Смещения можно компенсировать, подавая через резистор дополнительный ток на инвертирующий вход ОУ A_2. Максимальное напряжение развязки ограничивается напряжениями пробоя оптронов или изоляции источников питания левой части схемы (на ОУ A_1 и оптроне OC_1).

2.3. Промышленные развязывающие усилители

Промышленность предлагает множество развязывающих усилителей, которые выпускаются в различных корпусах и используют различные способы развязки (оптические и трансформаторные). В табл. 2.1 приведены параметры некоторых промышленных развязывающих усилителей. Приведенные в ней параметры, если не указано иное, относятся к температуре 25°С.

Параметры развязывающих усилителей аналогичны соответствующим параметрам обычного усилителя напряжения. В целом развязывающие усилители имеют худшие характеристики линейности, дрейфа коэффициента усиления и дрейфа смещения. Наиболее важной паспортной характеристикой развязывающих усилителей является максимальное напряжение между входом и выходом, как постоянное, так и переменное с частотой 50 Гц или 60 Гц. Кроме того, могут нормироваться некоторые дополнительные параметры развязки.

Наконец, многие промышленные развязывающие усилители имеют входные секции, содержащие дополнительные свободные ОУ. При использовании некоторых усилителей может потребоваться введение дополнительного изолированного источника питания.

Таблица 2.1. *Параметры некоторых промышленных развязывающих усилителей.*

Продолжение таблицы 2.1

Параметр	AD202K	AD210AN	ISO 122P	ISO 103	ISO 100AP
Параметры развязки					
Максимальное напряжение изоляции (60 Гц)	1500 В эфф	2500 В эфф	1500 В эфф	1500 В эфф	750 В пост.
Сопротивление изоляции//проходная емкость	2 ГОм//4,5 пФ	5 ГОм//5 пФ	10^{14} Ом//2 пФ	10^{12} Ом//9 пФ	10^{12} Ом//2,5 пФ
КОСС: на постоянном токе (K_U = 1)	—	—	—	—	146 дБ
на частоте 60 Гц (K_U = 1)	105 дБ	120 дБ	140 дБ	130 дБ	108 дБ
Усиление					
Диапазон	1-100	1—100	1	1	—
Точность	0,5%	2%^{A}	0,05%	0,12%	2%
Дрейф	$20\cdot10^{-6}$/°C	$25\cdot10^{-6}$/°C	$10\cdot10^{-6}$/°C	$60\cdot10^{-6}$/°C	$300\cdot10^{-6}$/°C
Нелинейность (K_U = 1)	$250\cdot10^{-6}$	$250\cdot10^{-6}$ ^{A}	$80\cdot10^{-6}$	$260\cdot10^{-6}$	$1000\cdot10^{-6}$
Смещения					
Входное напряжение смещения	5 мВ^A	15 мВ^A	5 мВ	20 мВ	—
Дрейф входного напряжения смещения	10 мкВ/°C	10 мкВ/°C	200 мкВ/°C	300 мкВ/°C	—
Выходное напряжение смещения	5 мВ^A	45 мВ^A	—	—	—
Дрейф выходного напряжения смещения	10 мкВ/°C	30 мкВ/°C	—	—	—
Питание					
Входное напряжение питания	+15 В	+15 В	±15 В	±15 В	±15 В
Ток потребления при $U_{вх}$ = 0	5 мА	50 мА	—	—	—
Изолированные выходы питания	±7,5 В при 400 мкА	±15 В (x 2) при 5 мА	—	±15 В при 15 мА	—
Динамические параметры					
Полоса пропускания (K_U = 1)	2 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	60 кГц
Время установления (с точностью 0,1%)	1 мс	150 мкс	50 мкс	75 мкс	100 мкс
Тип корпуса	SIL/DIL	DIL	DIL	DIP	DIP
Развязка	2 уровня / с питанием	3 уровня	2 уровня / без питания	2 уровня / с питанием	2 уровня / без питания
Способ развязки	Трансформаторный	Трансформаторный	Емкостной	Емкостной	Оптический
Комментарии	Напряжение питания AD202K +15 В, общее с выходным каскадом. AD204K аналогичен описанному, но источник питания синхронизируется внешним сигналом с частотой 25 кГц.	Полная трехуровневая развязка с разделенными секциями входа/выхода/питания.	Требует изолированного источника питания для входной секции.	Встроенный изолированный источник питания для входной секции.	Развязывающий усилитель с преобразованием тока (на входе) в напряжение (на выходе). Используется линеаризующая обратная связь. Требуются отдельные источники питания для входной и выходной секций и два хорошо изолированных резистора.

A: Максимальное значение

3. Усилители заряда

Усилитель заряда формирует выходное напряжение, пропорциональное изменениям заряда, находящегося на приборе, который подключается ко входу усилителя. Например, в пьезодатчиках возникает заряд, изменяющийся в соответствии с действующим на элемент механическим усилием, что позволяет измерять такие параметры, как сила, давление и ускорение. Датчики с изменяющейся емкостью, например конденсаторные микрофоны, включаются последовательно с источником постоянного напряжения, поэтому давление воздуха или иные воздействия вызывают изменение заряда, находящегося на датчике. В приведенных примерах для получения выходного напряжения применяют усилители заряда. Они строятся на основе двух методов — интегрирования тока и высокого входного импеданса.

3.1. Усилитель заряда с интегрированием тока

Достоинства	Недостатки
Линейность.	По существу, датчик закорачивается, что при использовании кварцевых датчиков изменяет их механические свойства и резонансную частоту.
Хорошая частотная характеристика.	
Соединительные кабели мало влияют на работу усилителя.	

Приведенная на рис. 3.1 схема работает как интегратор, в котором конденсатор C_2 в цепи обратной связи ОУ A_1 интегрирует входной ток $I_{ВХ}$. Для разряда конденсатора C_2 можно периодически замыкать ключ SW_1. При необходимости обеспечить обратную связь по постоянному току и для отвода входных токов можно использовать резистор R_2. В некоторых схемах резистор R_2 отсутствует, так как он ограничивает снизу частотную характеристику усилителя. Косвенно резистор R_2 существует всегда и представляет из себя сопротивления утечек монтажа и ключа SW_1. Для ограничения полосы пропускания усилителя в области высоких

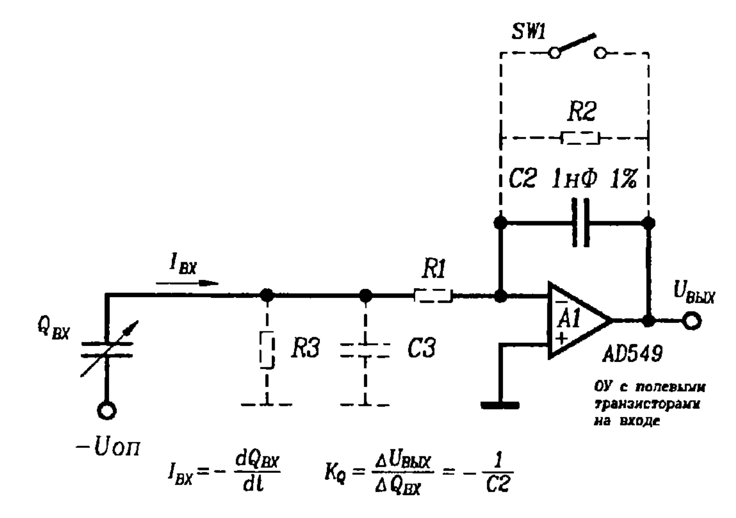


Рис. 3.1. Усилитель заряда, построенный на основе метода интегрирования тока.

частот можно ввести в схему резистор R_1; он также стабилизирует работу ОУ с обратной связью. Показанные на схеме резистор R_3 и конденсатор C_3 представляют собой входное сопротивление и входную емкость ОУ, емкость монтажа и соединительного кабеля.

Коэффициент усиления K_Q схемы равен:

$$K_Q = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta Q_{ВХ}} = -\frac{1}{C_2\left(1+\frac{1}{K_V}+\frac{C_3}{C_2 K_V}\right)} \approx -\frac{1}{C_2}$$

(K_V - коэффициент усиления по напряжению ОУ A_1).

Полоса пропускания по уровню –3 дБ.

Нижняя граничная частота:

$$f_Н = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \text{ (Гц)} .$$

Верхняя граничная частота:

$f_В = \min(f_{В1}, f_{В2})$ (выбирается наименьшее значение),

где $f_{B1} = \frac{1}{2\pi C_3 R_1}$, $f_{B2} = \left(\frac{C_2}{C_2 + C_3}\right)\cdot f_A$ (Гц),

f_A — частота единичного усиления для полностью скорректированного ОУ.

Выходное напряжение смещения равно:

$$U_{СМ.ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}R_2,$$

где $I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ A_1,
$U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ A_1.

Выходной дрейф равен:

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \frac{U_{ВЫХ}}{C_2R_2} + \frac{I_{СМ.ВХ}}{C_2} *.$$

(Выходной дрейф возникает из-за разряда конденсатора C_2 входным током смещения усилителя A_1 и током, протекающим через резистор R_2.)

Так как усилитель интегрирует ток сигнала, требуется обеспечить минимальный входной ток смещения ОУ A_1. Для этих целей обычно применяются ОУ с полевым входом. Если в схеме отсутствует резистор R_2, важно обеспечить периодический разряд конденсатора (обычно автоматически) через ключ SW_1; в такой схеме входные токи смещения ОУ будут течь через конденсатор C_2, заставляя выходное напряжение дрейфовать в одном направлении. Если в схему устанавливается резистор R_2, он должен быть, с одной стороны, достаточно малым, чтобы входные токи не вызывали большого напряжения смещения на выходе, и достаточно большим, чтобы обеспечить приемлемую низкочастотную характеристику. Чтобы предотвратить утечки по поверхности печатной платы, входы ОУ A_1 необходимо защитить охранным кольцом (см. гл. 1) и поддерживать чистоту поверхности платы.

Конденсатор C_2 должен быть высокостабильным (иначе появляется дрейф коэффициента усиления) и иметь высокое сопротивление изоляции (для улучшения характеристики на низких частотах); в случаях, когда входной заряд может изменяться очень быстро, важным фактором оказывается диэлектрическая абсорбция. Подходящими диэлектриками являются полистирол, полипропилен и фторопласт. Типичное значение емкости конденсатора C_2 лежит в пределах от 10 пФ до 10 нФ.

Для подачи входного сигнала необходимо применять специальный малошумящий кабель. Он должен иметь высокое сопротивление изоляции, чтобы предотвратить стекание заряда с датчика. Чтобы устранить электризацию при перегибании кабеля, зазор между внешним экраном

* Речь идет о чисто временном дрейфе (не температурном и т.п.). — *Прим. ред.*

и внутренним наполнителем должен быть заполнен проводящей смазкой. Длину кабеля, соединяющего датчик с усилителем заряда, ограничивают несколько факторов. В случае слишком большой длины кабеля возникают потери сигнала на высоких частотах из-за большой емкости кабеля. В идеальном случае длина кабеля должна быть меньше одной пятидесятой длины волны на максимальной частоте полезного сигнала. Обычно погонная емкость кабеля составляет около 70 пФ на метр. Увеличение длины кабеля увеличивает слагаемое $C_3/C_2{\cdot}A_V$ в выражении для коэффициента усиления. Следовательно, слишком длинный кабель увеличивает нелинейность и снижает верхнюю граничную частоту схемы.

Влияние шумов ОУ A_1 сказывается следующим образом.

- Входное напряжение шума. На низких частотах выходное напряжение шума равно эквивалентному входному шуму, умноженному на $(1 + R_2/R_3)$. На высоких частотах в рабочей полосе частот входное напряжение шума умножается на $(1 + C_3/C_2)$, поэтому большая емкость конденсатора C_3 (например, длинного входного кабеля) может стать причиной увеличения шумов.
- Входной шумовой ток. Входные шумовые токи протекают, в основном, через резистор R_2 и конденсатор C_2, поэтому на частотах, меньших нижней граничной, напряжение шумов на выходе равно шумовому току, умноженному на R_2. На частотах сигнала влияние входного шумового тока уменьшается.

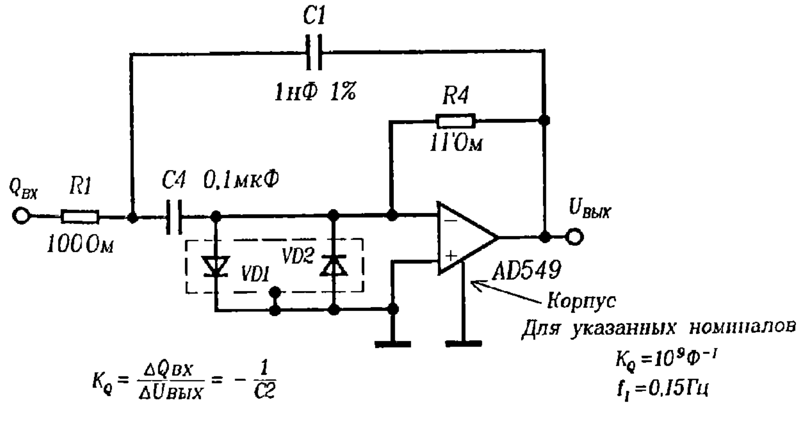


Рис 3.2. Усилитель заряда со входом, развязанным по постоянному току.

Чтобы отвести входные токи с инвертирующего входа ОУ A_1, можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 3.2. Нижняя граничная частота по уровню —3 дБ для этой схемы составляет

$$f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi R_4} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_4}\right) \text{ Гц}.$$

Достоинство этой схемы состоит в том, что ее вход развязан по постоянному току; это защищает ОУ от перегрузок постоянным потенциалом. Кроме того, резистор R_1 и встречно включенные диоды VD_1 и VD_2 обеспечивают определенную защиту от перегрузок при переходных процессах.

3.2. Усилитель заряда с высокоимпедансным входом

Достоинства	Недостатки
Не нагружает кварцевый датчик. Больший коэффициент усиления.	На работу усилителя сильно влияют соединительные кабели.

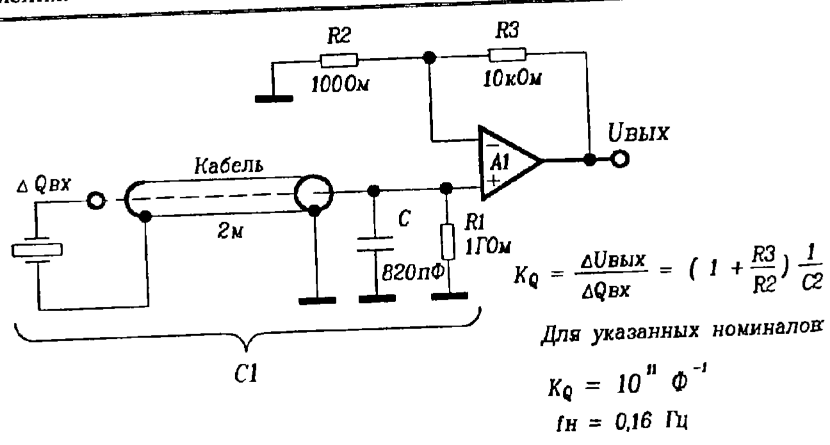


Рис. 3.3. Усилитель заряда с высоким входным импедансом.

Схема, приведенная на рис. 3.3, строго говоря, не является усилителем заряда в том смысле, который использовался для усилителя, интегрирующего входной ток. Это просто стандартный неинвертирующий усилитель напряжения, обладающим высоким входным импедансом. Благодаря наличию конденсатора C_1 на входе любые изменения заряда на входном датчике вызывают изменения напряжения на конденсаторе C_1, которые усиливаются ОУ A_1. Конденсатор C_1 и резистор R_1 включают в себя емкость и внутреннее сопротивление датчика, соединительного кабеля, печатной платы и ОУ A_1.

Коэффициент усиления:

$$K_Q = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta Q_{\text{ВХ}}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{C_1}.$$

Нижняя граничная частота по уровню —3 дБ:

$$f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \text{ (Гц)}.$$

Верхняя граничная частота по уровню —3 дБ:

$$f_{\text{В}} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot f_{\text{А}} \text{ (Гц)},$$

где $f_{\text{А}}$ — частота единичного усиления полностью скорректированного ОУ A_1.

Выходное напряжение смещения:

$$U_{\text{СМ.ВЫХ}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\left(U_{\text{СМ.ВХ}} + I_{\text{СМ.ВХ}} R_1\right),$$

где $U_{\text{СМ.ВХ}}$ — входное напряжение смещения ОУ A_1,

$I_{\text{СМ.ВХ}}$ — входной ток смещения ОУ A_1.

Так как входной ток смещения ОУ A_1 должен быть чрезвычайно малым, необходимо использовать ОУ с полевым входом. Резистор R_1 включается для отвода входного тока смещения с неинвертирующего входа ОУ A_1. Значение резистора R_1 определяется компромиссом между нижней граничной частотой и погрешностью смещения; если выбрать резистор R_1 слишком малым, нижняя граничная частота будет слишком высокой, но при слишком большом R_1 выходное смещение оказывается неприемлемым. Входное сопротивление усилителя A_1 для синфазного сигнала должно быть намного больше R_1.

При проектировании входной цепи схемы необходимо принять указанные ранее специальные меры: использовать охранное кольцо и тщательно прочистить плату для уменьшения поверхностных токов утечки, а также применить специальный кабель.

Конденсатор C_1 должен обладать высокой стабильностью, очень высоким сопротивлением изоляции и малой диэлектрической абсорбцией. Напомним, что конденсатор C_1 включает в себя емкости датчика, соединительного кабеля, монтажа и т.д. Величина этих паразитных емкостей существенно сказывается на рабочих характеристиках схемы.

Когда источник сигнала удален, а емкость длинного входного кабеля недопустима, следует разместить усилитель заряда в непосредственной близости от источника.

4. Преобразователи тока в напряжение и напряжения в ток

Входные и выходные каскады большинства электронных устройств обычно являются источниками или приемниками напряжения. Однако в некоторых случаях проще и удобнее работать с токовыми сигналами. Для этих целей применяются преобразователи напряжения в ток (ПНТ, напряжение на входе — ток на выходе), и преобразователи тока в напряжение (ПТН, ток на входе — напряжение на выходе). Во многих случаях приходится иметь дело с токовым входным сигналом, например, в фототранзисторной схеме для измерения уровня освещенности, при измерении тока, потребляемого от источника питания и т.д. Примерами "токовых" нагрузок являются измерительные магнитоэлектрические головки или такие электромеханические устройства, как двигатели с большим пусковым моментом, шаговые двигатели, электромагнитные реле и др. Токовые сигналы используются и в длинных линиях связи в системах управления производственными процессами (характерная амплитуда токов от 4 мА до 20 мА), поскольку этот способ обеспечивает хорошую защиту от помех, а сопротивления кабеля и контактных соединений практически не влияют на качество передачи сигнала.

4.1. Простой преобразователь тока в напряжение

Показанное на рис. 4.1 простое устройство применяется для измерения токов на входе каскада или блока. Измеряемый ток пропускается через образцовый резистор, а затем измеряется падение напряжения на этом резисторе, т.е. применяется обычный закон Ома.

Этот способ пригоден для токов практически любой величины, но его лучше использовать для измерения относительно больших сигналов (более 1 мкА). При измерении токов меньшей величины возникают трудности, так как при этом понадобятся резисторы больших номиналов (которые генерируют значительный шум), и малошумящие усилители

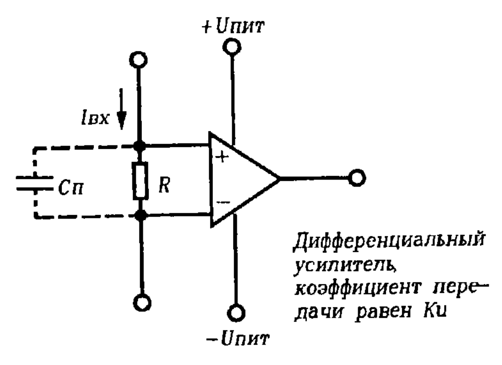


Рис. 4.1. Простой преобразователь тока в напряжение.

с малыми входными токами. Если попытаться данным способом измерить очень малые токи, потребуется усилитель с высоким входным сопротивлением. Кроме того, паразитная смкость $C_П$, параллельная резистору R, уменьшает ширину полосы пропускания, граничная частота по уровню −3 дБ будет равна $1/2\pi RC_П$ Гц.

В зависимости от ситуации усилитель может быть как дифференциальным, так и с одним входом. Усилитель второго типа применяется в случае, если один из выводов резистора R заземлен. Для измерения больших токов лучше использовать дифференциальный усилитель, так как при этом можно уменьшить погрешность, связанную с падением напряжения на общем проводе, вызванного протеканием измеряемого тока. Кроме того, используя дифференциальный усилитель, резистор R можно включить в любой точке токовой цепи, а не только в заземленной.

При больших токах для повышения точности лучше использовать четырехвыводный резистор. У таких резисторов имеются два вывода для измеряемого тока и два измерительных, причем измерительные выводы подключаются непосредственно к образцовому резистивному элементу. В этих резисторах, широко применяемых для точных измерений, переходные сопротивления и сопротивления монтажных проводов не вносят дополнительных погрешностей, поскольку измеряется падение напряжения только на образцовом измерительном резисторе. Схема с использованием четырехвыводного резистора показана на рис. 4.2, где точки C_1 и C_2 выводы для измеряемого тока, а точки P_1 и P_2 — измерительные выводы. Напомним, что переходные сопротивления и сопротивления монтажных проводов могут быть достаточно большими (в сумме достигать нескольких сотен миллиом), но они не оказывают заметного влияния на точ-

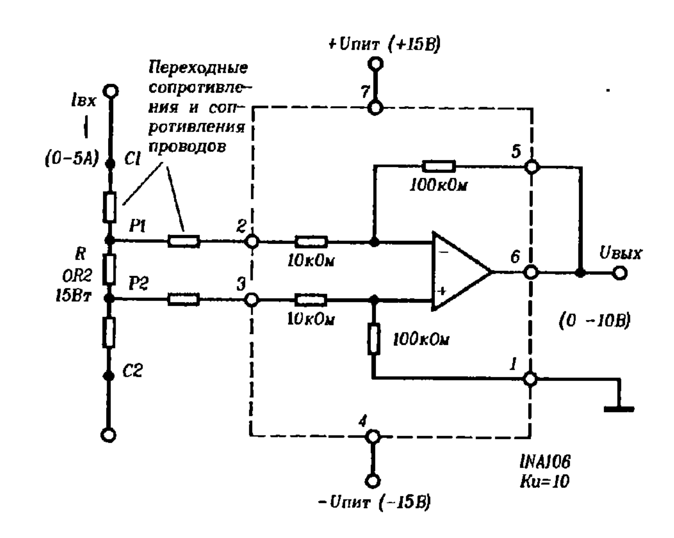


Рис. 4.2. Применение четырехвыводного резистора.

ность измерения тока. Заметим, что при малом сопротивлении токоизмерительного резистора ширину полосы пропускания обычно ограничивает его собственная индуктивность $L_П$; при этом частота по уровню −3 дБ равна $R/2\pi L_П$ Гц.

4.2. Преобразователь тока в напряжение на одном операционном усилителе

Большой собственный коэффициент усиления ОУ приводит к тому, что инвертирующий вход является виртуальной землей, поэтому протекающий через резистор $R_{ОС}$ ток равен току $I_{ВХ}$. Следовательно, выходное напряжение определяется соотношением $U_{ВЫХ} = -R_{ОС}I_{ВХ}$. Показанная на рис. 4.3 схема хорошо подходит для измерения малых токов — от десятков миллиампер и менее, вплоть до долей пикоампера. Верхний предел тока ограничивается выходным током ОУ. Недостаток схемы состоит в том, что ее нельзя включать в произвольной точке контура с током, так как входной ток должен замыкаться на землю.

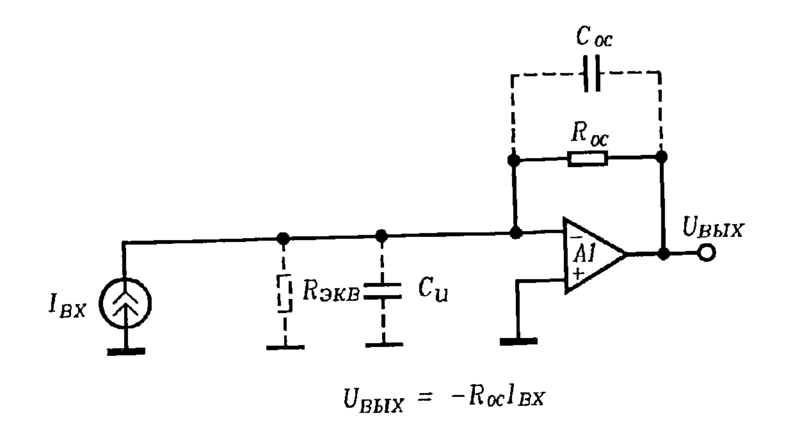


Рис. 4.3. Преобразователь тока в напряжение с виртуальной землей.

Коэффициент преобразования:

$$K_I = U_{ВЫХ}/I_{ВХ} = \frac{-R_{OC}}{1+\frac{R_{ЭКВ}+R_{OC}}{A_V R_{ЭКВ}}} \approx -R_{OC} ,$$

где A_V — коэффициент усиления ОУ и $R_{ЭКВ}$ — эквивалентное сопротивление между входом ОУ и землей, включающее в себя сопротивление источника тока и дифференциальное входное сопротивление ОУ.

Входное сопротивление:

$$R_{ВХ} = \frac{R_{OC}R_{ЭКВ}}{R_{OC}+(A_V+1)R_{ЭКВ}} \approx \frac{R_{OC}}{(1+A_V)} \text{ (при } A_V R_{ЭКВ} \gg R_{OC}).$$

Выходное напряжение смещения:

$$U_{СМ.ВЫХ} = U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}R_{OC} ,$$

где $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ,
$I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ.

Нижний предел измеряемого тока определяется входным напряжением смещения, входными токами ОУ и их дрейфами. Для того, чтобы свести к минимуму погрешности схемы, учтите следующие моменты.

1. Погрешности смещения.

При малых входных токах (менее 1 мкА) лучше использовать ОУ с полевыми входами, имеющие незначительные входные токи.

Нужно стремиться к тому, чтобы выполнялось условие $R_{ЭКВ} \gg R_{OC}$, так как иначе входное напряжение смещения будет дополнительно усиливаться.*

Погрешность, связанную с входными токами, можно уменьшить, включая дополнительный резистор, равный R_{OC}, между неинвертирующим входом и землей. При этом общее входное смещение будет равно $U_{СМ.ВХ} + R_{OC}\Delta I_{СМ.ВХ}$, где $\Delta I_{СМ.ВХ}$ — разность входных токов ОУ. Для ограничения высокочастотных шумов дополнительного резистора и предотвращения самовозбуждения ОУ можно параллельно ему включить шунтирующий конденсатор (10 нФ — 100 нФ).

Соблюдайте аккуратность при работе с очень малыми токами, потому что значительные погрешности могут быть связаны с токами утечки. Используйте охранное кольцо (рис. 4.4) для того, чтобы токи утечки замыкались на него, а не на вход схемы. Охранные кольца должны быть на обеих сторонах платы. Плату нужно тщательно очистить и изолировать для предотвращения поверхностной утечки. Наконец, для получения очень малых токов утечки (порядка пикоампер) при монтаже входных цепей можно использовать дополнительные стойки из фторопласта.

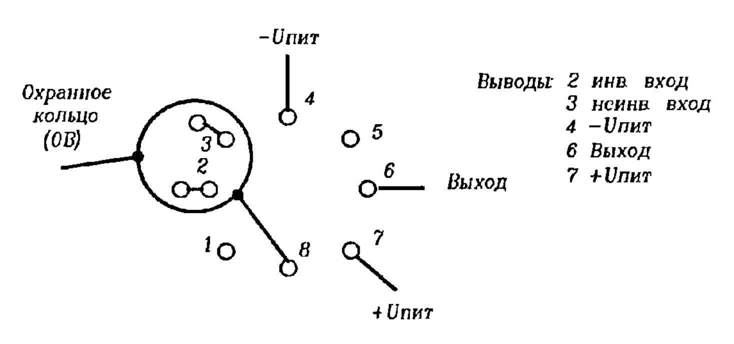


Рис. 4.4. Применение охранного кольца для уменьшения токов утечки.

* Коэффициент усиления для напряжения смещения определяется соотношением: $K_{U_{СМ}} = -R_{OC}/R_{ЭКВ}$. — *Прим. ред.*

Чтобы уменьшить дрейф входных токов от температуры, следует ограничить тепло, выделяемое самим ОУ. Для этого лучше снизить напряжение питания до минимума. Кроме того, к выходу ОУ не стоит подключать низкоомную нагрузку (общее сопротивление нагрузки должно быть не менее 10 кОм).

При измерении малых токов регулировать смещение лучше в последующих каскадах схемы, или воспользоваться подходом, показанным на рис. 4.7, при котором не требуется слишком высокая чувствительность усилителя.

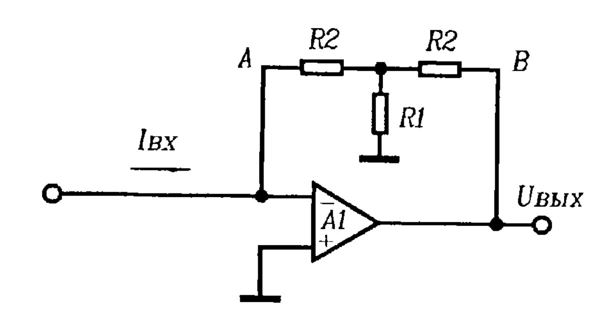
2. Погрешности коэффициента усиления.

ОУ и резистор обратной связи необходимо выбирать так, чтобы $A_V R_{экв} >> R_{ос}$, иначе могут возникнуть большие погрешности коэффициента усиления и нелинейность характеристики. Необходимо подобрать прецизионные резисторы с малым дрейфом. Лучше всего использовать высокостабильные резисторы на основе металлических или металлоокисных пленок. Лучшей конструкцией для высокоомных резисторов (более 1 ГОм) является стеклянный корпус, покрытый силиконовым лаком для исключения влияния влажности. Некоторые резисторы имеют внутренний металлический защитный экран.

Чтобы не использовать резисторы слишком больших номиналов (у них низкая стабильность и они довольно дороги), можно использовать Т-образную обратную связь (рис. 4.5). Такое соединение позволяет повысить коэффициент преобразования без использования высокоомных резисторов, но это возможно только при достаточном запасе собственного коэффициента усиления ОУ. Отметим, что монтаж схемы должен быть выполнен так, чтобы предотвратить шунтирование Т-звена сопротивлением утечки, т.е. обеспечить хорошую изоляцию точек А и В. Т-образное соединение имеет серьезный недостаток, заключающийся в усилении напряжения смещения ОУ A_1 в $(R_2 + R_1)/R_1$ раз, что иногда может ограничить его применение.

3. Частотная характеристика.

Конечная емкость источника сигнала $C_И$ может привести к неустойчивости схемы, особенно при использовании длинных входных кабелей. Этот конденсатор на высоких частотах вносит фазовое запаздывание в петле обратной связи ОУ. Проблема решается включением конденсатора небольшой емкости $C_{ОС}$ параллельно резистору $R_{ОС}$; графическая иллюстрация этого способа показана на рис. 4.6.



$$U_{вых} = -R_{экв} I_{вх} \qquad R_{экв} = 2R2 + \frac{R2^2}{R1}$$

Рис. 4.5. Применение Т-образной обратной связи.

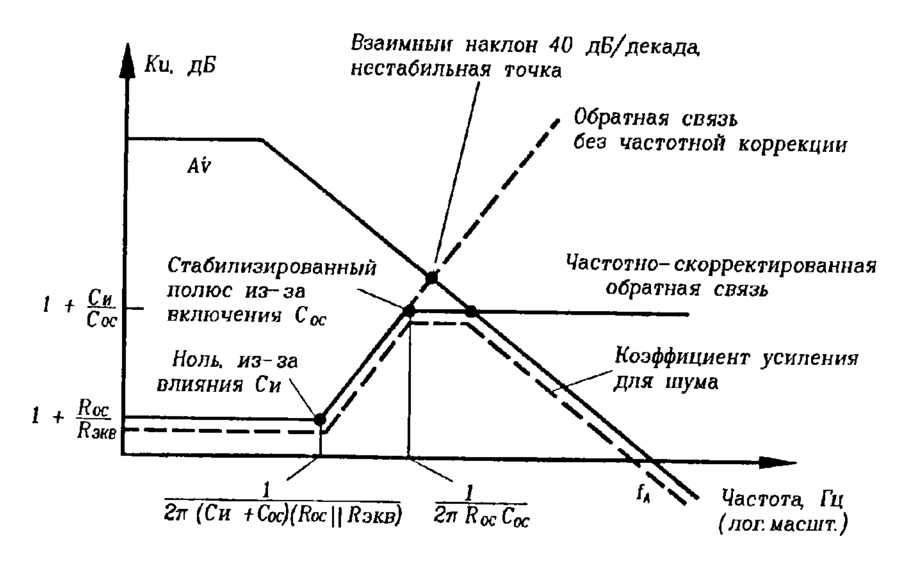


Рис. 4.6. Устойчивость преобразователя тока в напряжение с виртуальной землей.

4. Шум.

Выходной шум схемы складывается из трех основных компонентов: шум резистора $R_{ОС}$, входное шумовое напряжение ОУ A_1 и входной шумовой ток ОУ A_1.

Для ОУ с большим коэффициентом усиления при $R_{ОС} > 1$ МОм преобладает шум, генерируемый резистором $R_{ОС}$.

Входное шумовое напряжение ОУ умножается на коэффициент усиления для шума (рис. 4.6). Как правило, этот коэффициент возрастает с ростом частоты, что ведет к появлению значительного высокочастотного шума.

Входной шумовой ток ОУ A_1 умножается на величину $R_{ОС}$, и в таком виде появляется на входе.

5. Помехи.

Преобразователи тока в напряжение с большим усилением являются высокочувствительными, высокоомными схемами. Поэтому для защиты от помех их необходимо заключать в экранирующий корпус. Важное значение имеет хорошая развязка по питанию. Наконец, эти схемы могут быть очень чувствительными к механическим вибрациям.

На рис. 4.7 показана схема усилителя сигнала фотодиода. Для регулировки смещения используется потенциометр.

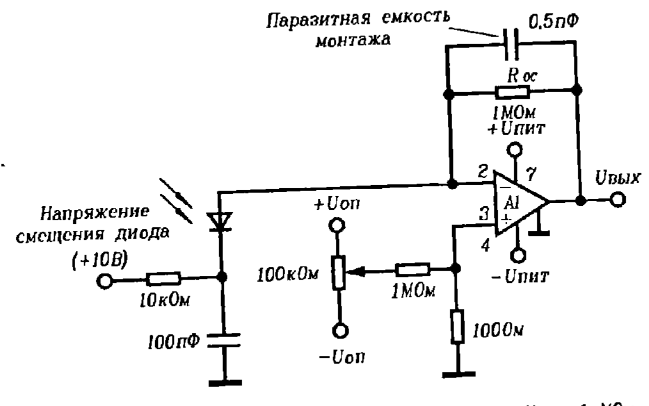


Рис. 4.7. Усилитель тока фотодиода.

4.3. Преобразователь напряжения в ток на одном операционном усилителе

Достоинства	Недостатки
Биполярный выходной ток. Возможен контроль напряжения на нагрузке по выходному напряжению ОУ.	Нагрузка или источник должны быть изолированными.

На рис. 4.8 показан простой вариант преобразователя напряжения в ток всего на одном ОУ. Благодаря действию обратной связи входное напряжение и падение напряжения на резисторе R_1 равны. Через нагрузку течет тот же самый ток, что и через резистор R_1, поэтому $I_{ВЫХ} = U_{ВХ}/R_1$. Ток в нагрузке не зависит от $Z_Н$ при условии, что ОУ работает в линейном режиме (не насыщается).

Коэффициенты преобразования.

Для инвертирующего преобразователя:

$$I_{ВЫХ}/U_{ВХ} = -1/R_1.$$

Для неинвертирующего преобразователя:

$$I_{ВЫХ}/U_{ВХ} = 1/R_1.$$

Входное сопротивление.

Для инвертирующего преобразователя:

$$R_{ВХ} = R_1.$$

Для неинвертирующего преобразователя:

$$R_{ВХ} = R_{ВХ.СФ},$$

где $R_{ВХ.СФ}$ — входное сопротивление для синфазного сигнала ОУ A.

Выходное сопротивление

инвертирующего и неинвертирующего преобразователей:

$$R_{ВЫХ} = R_1(1 + K_U).$$

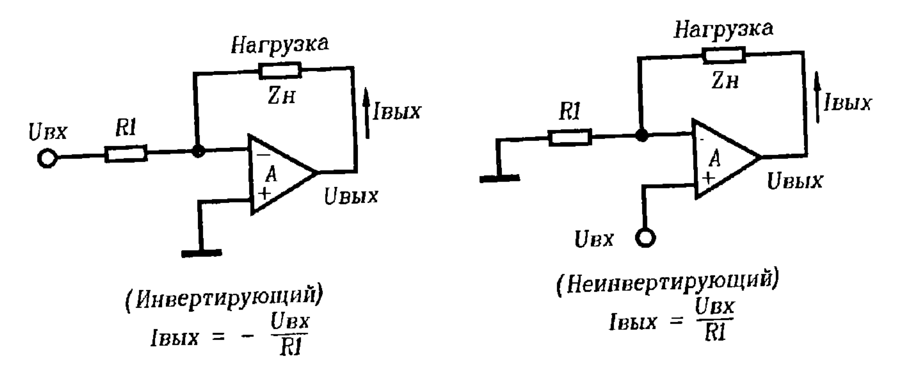


Рис. 4.8. Два варианта схем ПНТ.

Выходной ток смещения инвертирующего и неинвертирующего преобразователей:

$$I_{\text{СМ.ВЫХ}} = I_{\text{СМ.ВХ}} + U_{\text{СМ.ВХ}}/R_1,$$

где $U_{\text{СМ.ВХ}}$ — входное напряжение смещения ОУ,

$I_{\text{СМ.ВХ}}$ — входной ток смещения ОУ.

Максимальный выходной ток ограничивается напряжением питания ОУ и импедансом нагрузки.

Для инвертирующей схемы:

$$I_{\text{ВЫХMAX}} = U_{\text{НАС}}/Z_{\text{Н}}.$$

Для неинвертирующей схемы:

$$I_{\text{ВЫХMAX}} = U_{\text{НАС}}/(R_1 + Z_{\text{Н}}).$$

где $U_{\text{НАС}}$ — выходное напряжение насыщения ОУ.

Максимальный выходной ток может ограничиваться и встроенной защитой самого ОУ. В этом случае для увеличения тока к выходу ОУ можно подключить усилитель мощности (рис. 4.9).

Неинвертирующая схема на рис. 4.8 имеет высокое входное сопротивление, так как входной сигнал подается непосредственно на вход ОУ. Входное сопротивление инвертирующей схемы равно сопротивлению резистора R_1, которое может быть сравнительно небольшим. Кроме того, в инвертирующей схеме источник управляющего напряжения должен обеспечивать и весь выходной ток. Для получения большого коэффициента преобразования при сохранении приемлемого сопротивления резистора R_1 в цепь обратной связи можно включить делитель (рис. 4.9). У этого способа есть недостаток — уменьшается коэффициент передачи цепи обратной связи, а это снижает линейность и точность преобразования, а также уменьшает выходное сопротивление.

Выходное сопротивление в этом случае равно:

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot A_V \cdot R_1 \ ,$$

т.е. уменьшается в $\dfrac{R_3}{R_2 + R_3}$ раз.

При работе на большую индуктивную нагрузку (например, обмотку реле или двигателя) позаботьтесь о том, чтобы не превысить допустимые параметры ОУ из-за возникновения больших обратных ЭДС. Для защиты ОУ и других элементов включаются дополнительные диоды. Кроме того, при индуктивной нагрузке возникают проблемы с устойчивостью схемы. Индуктивность в цепи обратной связи добавляет лишний полюс в частотной характеристике, что может вызвать неустойчивость и привести к самовозбуждению устройства. Для борьбы с этим включаются корректирующие конденсатор и резистор, показанные на рис. 4.9.*

Включение еще одного ОУ превращает исходную схему в ПНТ с дифференциальным входом (рис. 4.10).

Для плавающих источников управляющих напряжений применяются схемы, приведенные на рис. 4.11, причем достоинство схем б) и в) состоит в том, что они отдают ток в заземленную нагрузку. Из-за действия обратной связи падение напряжения на резисторе R_1 равно входному напряжению $U_{\text{ВХ}}$. Ток, протекающий через резистор R_1, должен течь и через нагрузку, что приводит к желаемому результату.

Выходное сопротивление для схемы а):

$$R_{\text{ВЫХ}} = A_V R_1,$$

а для схем б) и в):

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_1(A_V/\text{КОСС}).$$

Общее смещение, приведенное к входу, для схем а), б) и в):

$$U_{\text{СМ}} = U_{\text{СМ.ВХ}} + I_{\text{СМ.ВХ}} R_1,$$

где A_V — коэффициент усиления ОУ А,

* Цепь R_4C_4. — *Прим. ред.*

3 Заказ 307

КОСС — коэффициент ослабления синфазного сигнала ОУ А,

$U_{\text{СМ.ВХ}}$ — входное напряжение смещения ОУ А,

$I_{\text{СМ.ВХ}}$ — входной ток смещения ОУ А.

Выходное напряжение для схем а), б) и в):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{Z_{\text{H}}}{R_1}\right) \cdot U_{\text{ВХ}}$$

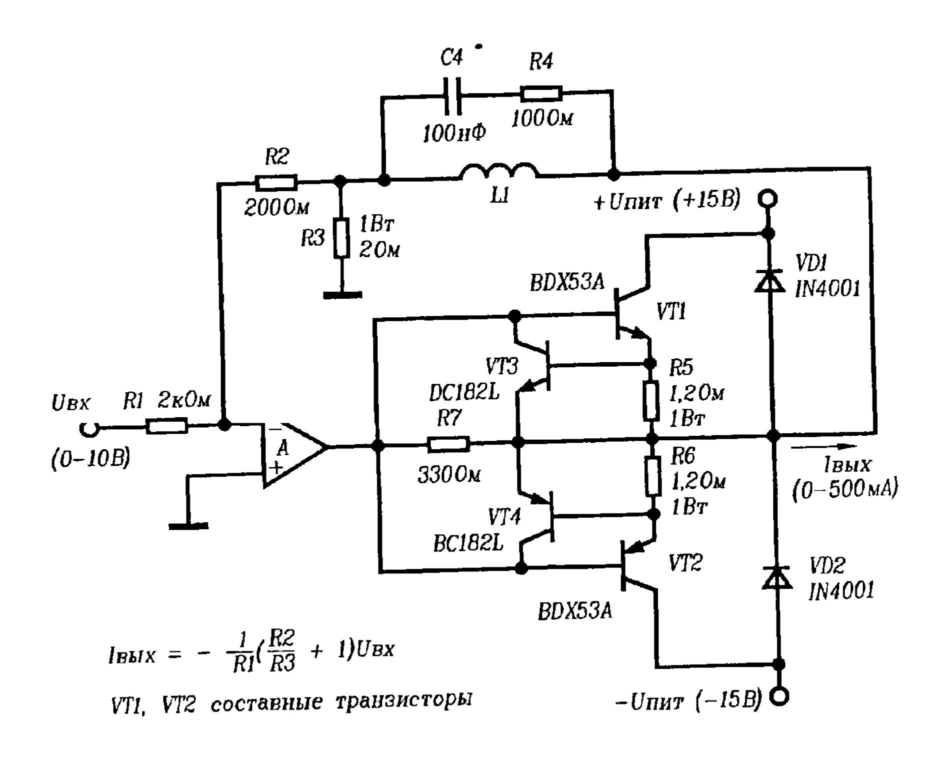


Рис. 4.9. Применение усилителя мощности и делителя в цепи обратной связи.

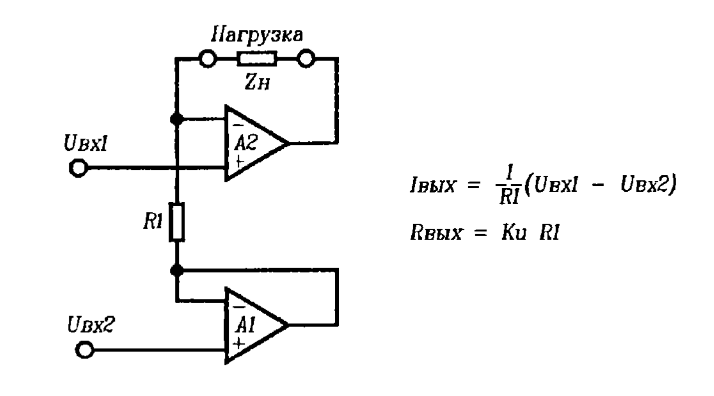


Рис. 4.10. ПНТ с дифференциальным входом.

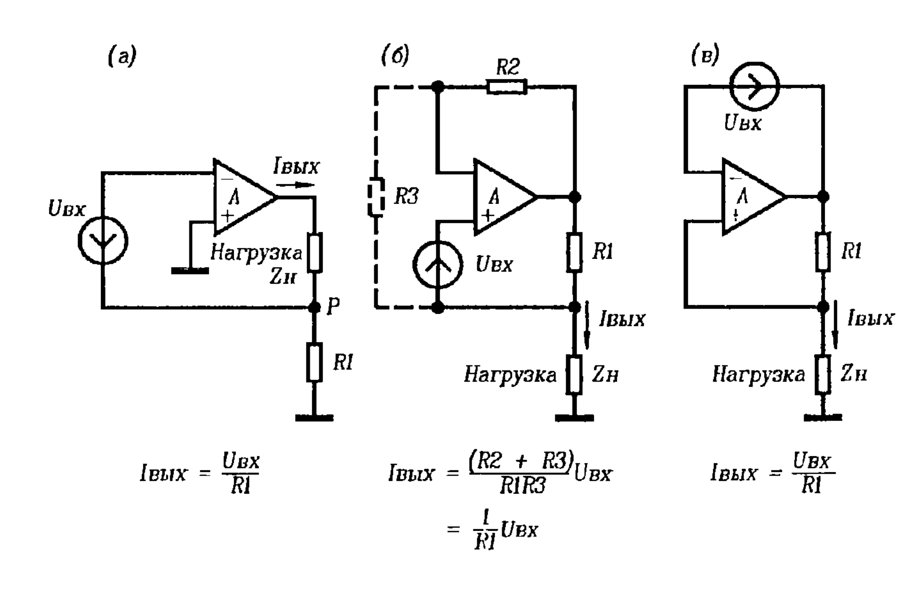


Рис. 4.11. Простые ПНТ для плавающих источников сигнала.

При проектировании таких преобразователей помните о следующих моментах.

— Как и ранее, максимальный ток ограничивается либо выходным током, либо напряжением насыщения ОУ. Если выходной ток ограничивается напряжением насыщения ОУ, то максимальный ток составляет $U_{НАС}/(R_1 + Z_Н)$, где $U_{НАС}$ — напряжение насыщения ОУ.
— В подобных схемах выходное напряжение ОУ можно использовать для контроля напряжения на нагрузке, т.к. $U_{ВЫХ} = U_Н + U_{ВХ} \approx U_Н$, при $Z_Н >> R_1$. Для непосредственного измерения напряжения на нагрузке может потребоваться дополнительный буфер.
— Если схема а) имеет плавающие источники питания, то можно подключить точку P к общему проводу для того, чтобы заземлить входной сигнал и нагрузку.
— Схема а) имеет высокое входное сопротивление, равное входному сопротивлению ОУ, умноженному на коэффициент обратной связи. На практике паразитные емкости и утечки ограничивают входное сопротивление на уровне 10^6 МОм с включенной параллельно ему емкостью в несколько пФ.
— Сопротивление утечки между плавающими зажимами источника сигнала и землей не влияет на работу схемы в). Однако оно сказывается на работе схем а) и б), так как по сопротивлениям утечки отводится часть выходного тока от токозадающего резистора R_1.

4.4. Однополярные источники тока

Достоинства	Недостатки
Могут отдавать большие токи при больших выходных напряжениях.	Однополярные выходные токи. Нагрузка, как правило, должна быть изолированной.

Схему, приведенную на рис. 4.12, можно использовать только при положительных входных сигналах. Благодаря действию обратной связи падение напряжения на резисторе R_1 равно $U_{ВХ}$. Ток, протекающий через резистор R_1, равен току нагрузки с точностью до тока базы транзистора VT_1. Резистор R_2 ограничивает ток базы транзистора, а диод VD_1 защищает переход база-эмиттер от обратных напряжений.

Коэффициент преобразования:

$$I_{ВЫХ}/U_{ВХ} = \alpha/R_1,$$

где α — коэффициент передачи тока коллектора транзистора.

Выходной импеданс равен импедансу коллектор–база транзистора:

$$Z_{ВЫХ} = r_К \| C_{КБ},$$

где $r_К$ — выходное сопротивление транзистора,
$C_{КБ}$ — емкость коллектор-база.

Напряжение смещения, приведенное к входу:

$$U_{СМ} = U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}R_1,$$

где $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ,
$I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ.

Коэффициент преобразования ПНТ определяется резистором R_1, и в соответствии с этим выбирается его сопротивление. Транзистор должен выдерживать максимальный ток, максимальное напряжение и максимальную мощность, которые должна обеспечить схема. Отметим, что для биполярных транзисторов паспортные значения мощности рассеяния для больших напряжений коллектор-база использовать нельзя из-за возникающих локальных перегревов кристалла (см. далее замечание о МОП-транзисторах). При высоких напряжениях коллектор-база максимальная рассеиваемая мощность некоторых транзисторов снижается до 10% от паспортной. Чтобы исключить перегрузку ОУ, уменьшить нелинейность и погрешности коэффициента передачи, транзистор должен иметь большой коэффициент передачи тока базы $h_{21Е}$.

Максимальный выходной ток зависит от нагрузки и напряжения питания. Обычно при больших сопротивлениях нагрузки или больших токах ее можно питать от отдельного источника $U_{ПИТ2}$ (рис. 4.12), и напряжение $U_{ПИТ2}$ следует выбирать так, чтобы можно было получить максимальный ток нагрузки $I_{ВЫХ.MAX} \approx U_{ПИТ2}/(R_1 + Z_Н)$.

При использовании биполярных транзисторов возникает погрешность преобразования, связанная с отличием α транзистора от 1. Эту погрешность можно скорректировать подбором резистора R_1. Появляется также нелинейность, но ее можно значительно уменьшить, применяя транзистор с большим значением $h_{21Е}$ или схему Дарлингтона. МОП-транзисторы оказываются идеальной заменой биполярного транзистора, так как они обладают достаточной мощностью, вносят незначительную нелинейность (поскольку их ток затвора очень невелик), для них исключен вторичный пробой, свойственный биполярным транзисторам, т.е. пробой из-за ло-

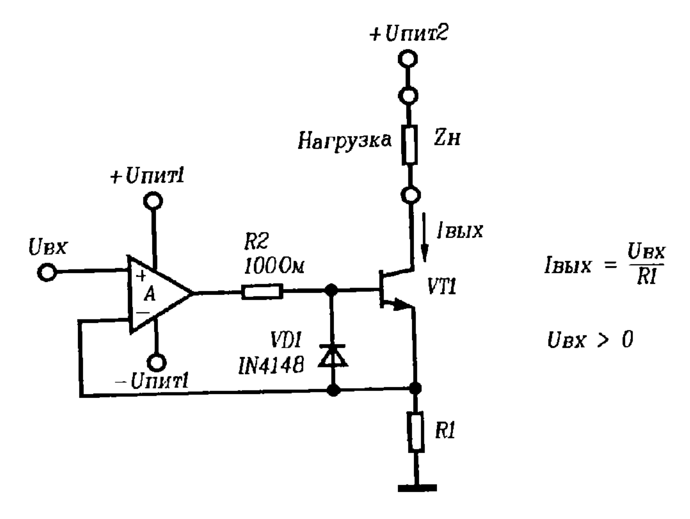


Рис. 4.12. Однополярный источник тока.

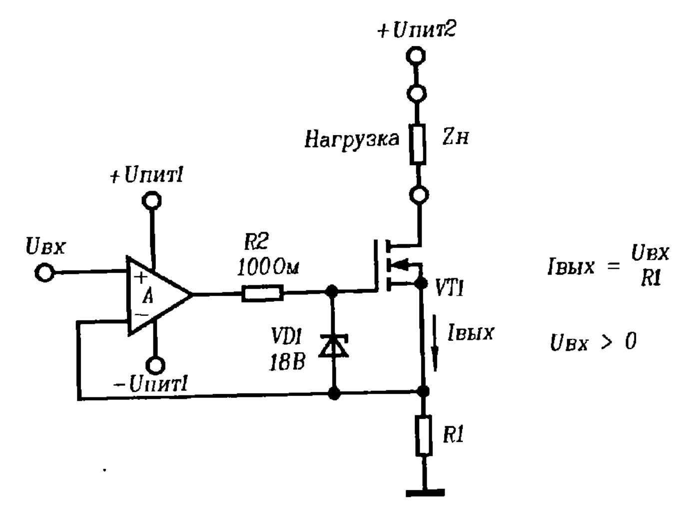


Рис. 4.13. Применение МОП-транзистора в источнике тока.

кальных перегревов кристалла при больших токах. Материал канала МОП-транзистора имеет положительный температурный коэффициент сопротивления, поэтому ток равномерно распределяется по сечению канала. Мощность рассеяния биполярных транзисторов резко снижается при высоких напряжениях питания, а в МОП-транзисторах такого явления нет. На рис. 4.13 показана схема с МОП-транзистором. Отметим, что для защиты окисного слоя затвора предусмотрен стабилитрон.

При включении транзистора по схеме рис. 4.12 (коллектор соединен с нагрузкой) быстродействие схемы при изменениях входного напряжения относительно невысокое, но реакция на изменения нагрузки оказывается лучше, поскольку она определяется только частотными свойствами транзистора. Реакция же на изменения входного сигнала ограничена скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Подключение к нагрузке эмиттерного повторителя, показанное на рис. 4.14, обеспечивает более высокое быстродействие схемы при изменениях входного сигнала благодаря увеличению коэффициента передачи цепи обратной связи (в цепи обратной связи транзистор включен с коэффициентом усиления, большим 1 — *прим. ред.*). При этом размах выходного напряжения ОУ уменьшается. С такой схемой нужно соблюдать осторожность, так как дополнительное усиление транзистора может привести к потере устойчивости. Наилучшие результаты получаются при использовании ОУ

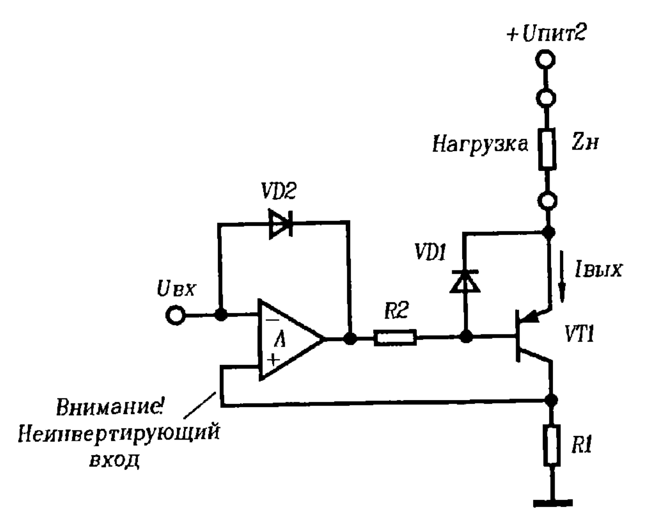


Рис. 4.14. Повышение быстродействия ПНТ.

с внешней коррекцией, так как его высокочастотные параметры можно подстраивать. В схеме на рис. 4.14 скорость реакции на изменения нагрузки теперь ограничивается скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Диод VD_2 необходим для предотвращения запирания схемы при прямом смещении перехода коллектор-база. Обратная связь переключается на неинвертирующий вход ОУ, поэтому общая обратная связь оказывается отрицательной*.

Одна из возможностей построения выходного каскада показана на рис. 4.15. Схема представляет собой ПНТ с большим выходным током (0 — 12 А). Здесь необходимо отметить несколько моментов.

— Питание нагрузки осуществляется от отдельного изолированного источника ($+U_{пит2}$ и $-U_{пит2}$). Он подключается к общему проводу ОУ только в одной точке — около нижнего по схеме вывода

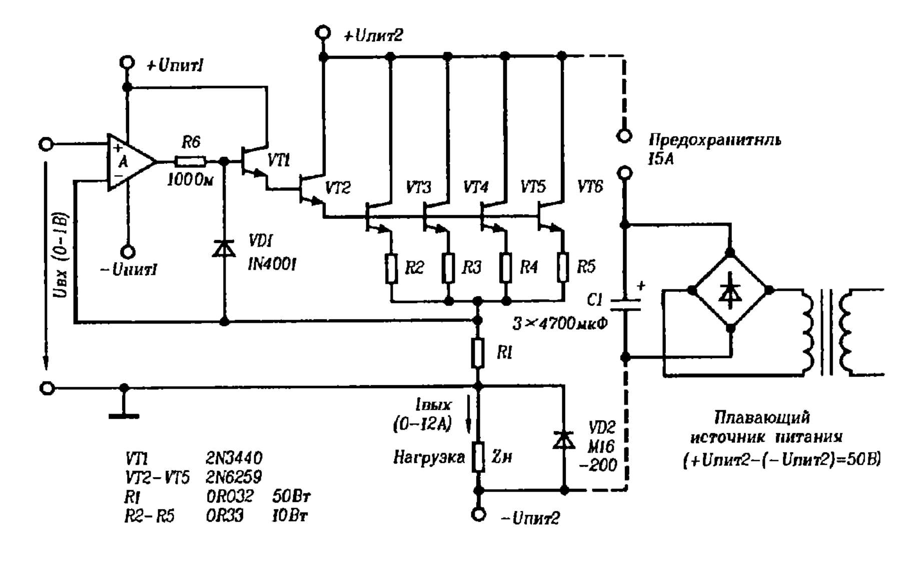


Рис. 4.15. Преобразователь напряжения в ток большой мощности.

* При появлении на выходе ОУ отрицательного напряжения переход база-коллектор транзистора открывается, и напряжение с выхода ОУ через открытый переход поступает на его неинвертирующий вход. Замыкается цепь положительной обратной связи (ПОС), и схема переходит в триггерный режим. Для исключения этого явления и вводится диод VD2, открывающийся при отрицательных выходных напряжениях ОУ. При этом возникает отрицательная обратная связь на инвертирующий вход ОУ, нейтрализующая действие ПОС. — *Прим. ред.*

токозадающего резистора R_1. Это предотвращает протекание тока нагрузки через другие цепи системы и позволяет устранить помехи, появляющиеся при протекании тока нагрузки по земляным шинам.

— В качестве токозадающего используется четырехвыводный резистор R_1, что позволяет исключить влияние сопротивлений контактов и кабеля (см. пояснение к рис. 4.2).

— Для уменьшения протекающего тока и рассеиваемой мощности на каждом из них, несколько мощных транзисторов включены параллельно. Биполярные транзисторы в линейном режиме допускают параллельное соединение при включении выравнивающих резисторов (R_2 — R_5).

Если нужно питать несколько нагрузок одинаковым током, можно использовать согласованные транзисторы (рис. 4.16). В этой схеме

$$I_{ВЫХ} = V_{ВХ}/R_1$$

и

$$I_{Z2} = I_{Z3} = I_{Z4} = \dots ,$$

в том случае, если

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = \dots .$$

Последнее замечание: не забывайте, что при индуктивной нагрузке необходимо защищать транзисторы от обратной ЭДС с помощью фиксирующего диода (диод VD_2 на рис. 4.15).

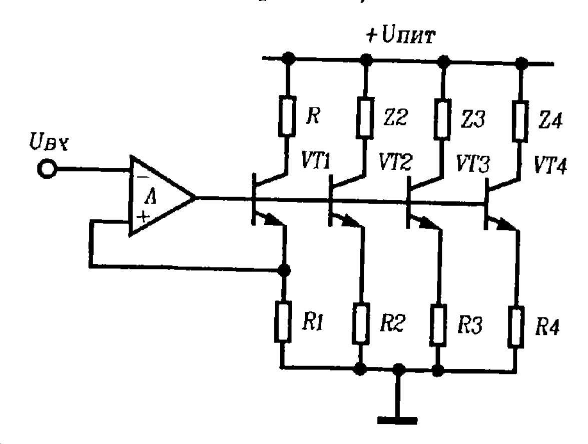


Рис. 4.16. Подключение нескольких нагрузок с помощью согласованных транзисторов.

4.5. Преобразователь напряжения в ток с дифференциальным входом

Достоинства	Недостатки
Дифференциальный вход.	Требуется хорошее согласование резисторов.
Биполярный выходной ток. Заземленная нагрузка.	Ограниченный диапазон напряжений и токов нагрузки.

$$I_{ВЫХ} = U_{ВХ}/R_3\ ^*, \quad \text{при условии, что}$$

$$R_1/R_2 = R_3/R_4 .$$

Показанная на рис. 4.17 схема представляет собой модификацию измерительного усилителя на одном ОУ, рассмотренного в гл. 1. Иногда эту схему называют источником тока Хоуленда. Для получения хорошего КОСС и высокого выходного сопротивления требуется очень точное согласование отношений резисторов.

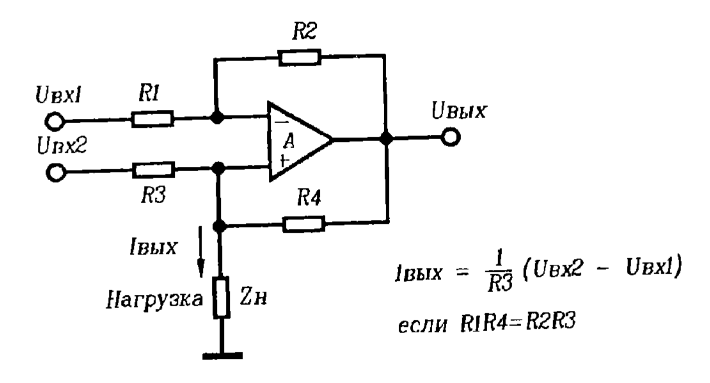


Рис. 4.17. Преобразователь напряжения в ток с дифференциальным входом.

* Где $U_{ВХ} = U_{ВХ2} - U_{ВХ1}$. — *Прим. ред.*

Выходной ток равен:

$$I_{ВЫХ} = \frac{1}{R_4 + Z_H\left(\frac{R_4}{R_3} - \frac{R_2}{R_1}\right)} \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}U_{ВХ1} - \frac{R_4}{R_3}U_{ВХ2}\right),$$

в случае, если $R_1R_4 = R_2R_3$

$$I_{ВЫХ} = \frac{1}{R_3}\left(U_{ВХ2} - U_{ВХ1}\right).$$

Выходное сопротивление.
Из-за рассогласования резисторов:

$$R_{ВЫХ1} = \frac{R_4R_3R_1}{R_4R_1 - R_2R_3}.$$

Из-за конечных значений КОСС$_{ОУ}$ и коэффициента усиления ОУ A_V:

$$R_{ВЫХ2} = (R_4/R_3)\left[\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot A_V\right)/КОСС_{ОУ}\right]$$

Общее выходное сопротивление $R_{ВЫХ} = R_{ВЫХ1} \| R_{ВЫХ2}$.

Коэффициент преобразования синфазного напряжения.
Из-за неточного согласования резисторов:

$$K_{СФ1} = \frac{-R_2R_3 + R_1R_4}{R_1R_3R_4}.$$

Из-за конечного коэффициента усиления ОУ:

$$K_{СФ2} = \frac{1}{R_3A_V} + \frac{R_4}{R_3^{\,2}A_V}.$$

Суммарный коэффициент преобразования синфазного напряжения:

$$K_{СФ} = K_{СФ1} + K_{СФ1} = \frac{-R_2}{R_1R_4} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_3A_V} + \frac{R_4}{R_3^{\,2}A_V}.$$

Общий коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$КОСС = \frac{1}{R_3 \cdot K_{СФ}}.$$

Выходной ток смещения:

$$I_{\text{СМ.ВЫХ}} = \Delta I_{\text{СМ.ВХ}} + \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3}\right) U_{\text{СМ.ВХ}} ,$$

где $U_{\text{СМ.ВХ}}$ — входное напряжение смещения ОУ,

$\Delta I_{\text{СМ.ВХ}}$ — разность входных токов ОУ.

Этой простой схеме свойственны два недостатка. Во-первых, для получения хорошего КОСС и большого выходного сопротивления приходится тщательно согласовывать сопротивления резисторов. Для получения больших выходных токов сопротивления резисторов оказываются слишком малыми, что вызывает дополнительные сложности в их согласовании. Во-вторых, чтобы снизить погрешности выходного тока, возникающие из-за конечного выходного сопротивления ОУ, величина нагрузки $Z_Н$ должна быть намного меньше сопротивления резистора R_4. Выходное напряжение ОУ распределяется между $Z_Н$ и R_4, поэтому при $Z_Н \ll R_4$ напряжение на нагрузке составит лишь небольшую часть выходного напряжения ОУ. Эти два ограничения приводят к тому, что эта схема применяется редко. Рассмотренные далее модификации обладают значительно лучшими характеристиками.

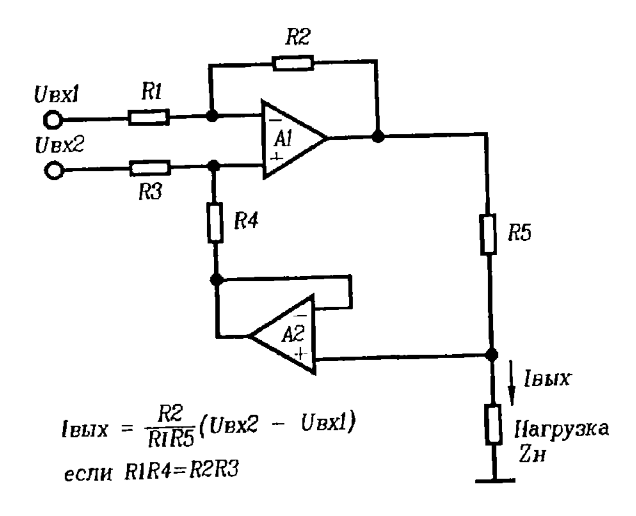


Рис. 4.18. Увеличение размаха напряжения на нагрузке.

Введение дополнительного ОУ (рис. 4.18) позволяет увеличить размах напряжения на нагрузке. Схема напоминает дифференциальный усилитель на одном ОУ (если считать неинвертирующий вход и выход ОУ A_2 "землей", то схемы идентичны), поэтому здесь также требуется тщательное согласование резисторов, но теперь сопротивления резисторов R_1 и R_4 могут быть больше. Если $R_5 \ll R_4$, т.е. ток через резистор R_4 достаточно мал, то буфер на ОУ A_2 не нужен. Для превращения схемы в одновходовую один из ее входов следует заземлить. Если максимальный ток ограничивается выходным каскадом ОУ, то можно использовать усилитель мощности. Выход ОУ A_2 можно подключить к охранному кольцу (вокруг нагрузки — *прим. ред.*) для поддержания высокого выходного сопротивления.

Для повышения входного сопротивления и улучшения КОСС можно использовать два ОУ (рис. 4.19). Нетрудно заметить, что эта схема аналогична рассмотренному в гл. 1 измерительному усилителю на трех ОУ. В качестве хороших преобразователей напряжения в ток можно использовать микросхемы промышленных измерительных усилителей, включая их в соответствии со схемой, показанной на рис. 4.19. Опорный вход измерительного усилителя подключается через буферный повторитель (рис. 4.20).

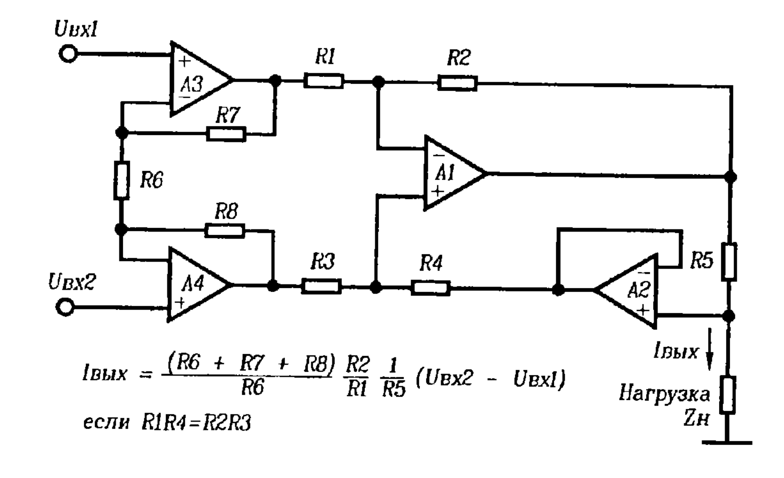


Рис. 4.19. Повышение КОСС и входного сопротивления.

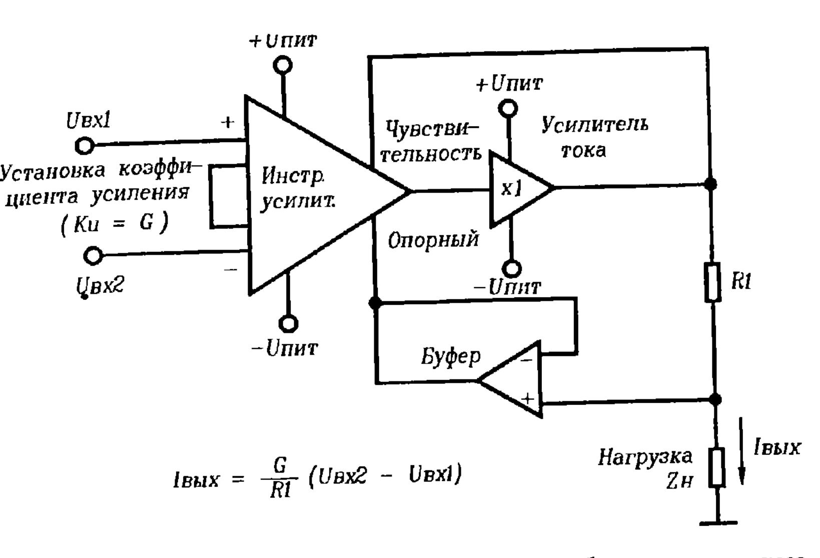
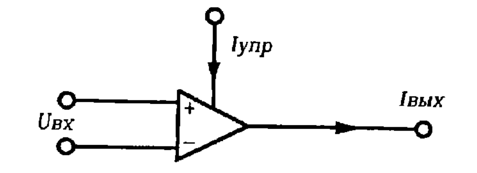


Рис. 4.20. Преобразователь напряжения в ток на базе измерительного усилителя общего назначения.

4.6. Интегральные микросхемы ПНТ

Промышленность предлагает несколько типов преобразователей, на-
ример CA 3060, LM 13600 и LM 13700. Эти устройства достаточно
добны в применении, так как имеют дополнительный вход управления
оком входного каскада, позволяющий изменять режим основного уси-
ителя. Их можно использовать во многих устройствах, например умно-
кителях, управляемых напряжением усилителях, в качестве управляемых
напряжением резисторов, в управляемых напряжением фильтрах, гене-
раторах сигналов и др. Первый каскад ПНТ построен на дифференци-
альной паре транзисторов VT_1 и VT_2 (рис. 4.21). Их рабочим током и,
следовательно, коэффициентом передачи каскада, управляет токовое зер-
кало, состоящее из диода VD_4 и транзистора VT_3. Остальная часть схемы
состоит также из токовых зеркал. Диод VD_1 и транзисторы VT_4 и VT_5
повторяют коллекторный ток транзистора VT_1, а диод VD_2 и транзисторы
VT_6 и VT_7 — коллекторный ток транзистора VT_2. Токовое зеркало, со-
стоящее из диода VD_3 и транзисторов VT_8 и VT_9, обеспечивает равенство
выходного тока $I_{ВЫХ}$ разности $I_2 - I_1$.



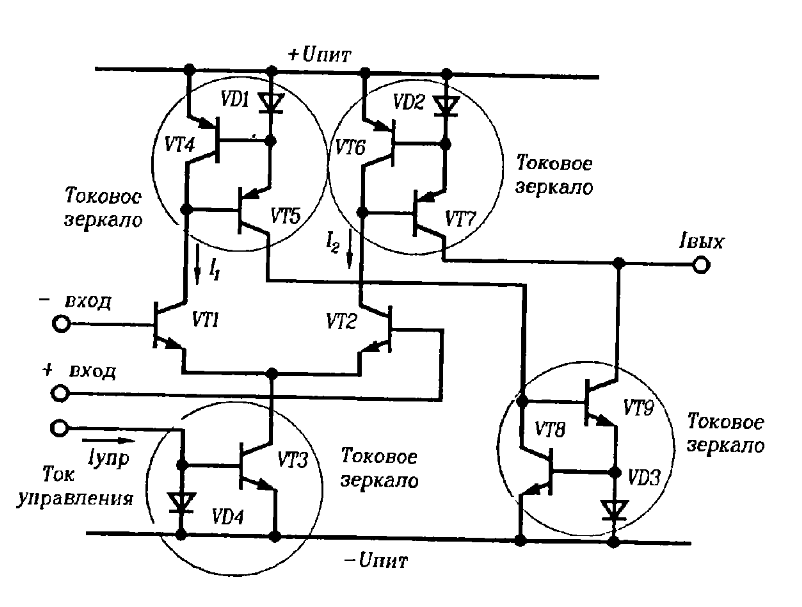


Рис. 4.21. Интегральный ПНТ.

Отношение коллекторных токов определяется выражением:

$$U_{ВХ} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right),$$

которое легко получить из основного уравнения транзистора, где

k — постоянная Больцмана,
T — абсолютная температура в градусах Кельвина,
q — заряд электрона.

Учитывая, что $I_{УПР} = I_1 + I_2$

и $I_{ВЫХ} = I_1 - I_2$,

для малых входных сигналов имеем:*

$$I_{ВЫХ} = \left(\frac{I_{УПР} \cdot q}{2kT}\right) \cdot U_{ВХ} \ .$$

Выходной ток оказывается нелинейной функцией от $U_{ВХ}$, и его можно аппроксимировать линейной зависимостью только для малых входных сигналов. Для линеаризации коэффициента передачи на входе устройства обычно включают дополнительные диоды.** Такие диоды иногда имеются в самой микросхеме.

* При разложении в ряд функции *ln*. — *Прим. ред.*
**Диоды осуществляют предварительное логарифмирование входного сигнала. — *Прим. ред.*

5. Управляемые усилители

В этой главе рассмотрены усилители, коэффициентом передачи которых можно управлять цифровыми сигналами или аналоговым напряжением. Усилители с цифровым управлением обычно применяются в системах с микропроцессорным управлением и автоматическим выбором предела измерений. Управляемые напряжением усилители (УНУ) часто применяются в системах как самостоятельные узлы, а также как составные части других функциональных блоков, например, в схемах генераторов и усилителей с автоматической регулировкой усиления (АРУ).

5.1. Некоторые способы управления коэффициентом усиления с помощью напряжения

Достоинства	Недостатки
Коэффициент усиления пропорционален управляющему напряжению.	Высокая цена и сложность.
Можно использовать как в инвертирующих, так и в неинвертирующих усилителях.	

В схеме на рис. 5.1 использован аналоговый умножитель, который сам по себе является типичным УНУ (подробнее об умножителях см. гл. 9). Положительное или отрицательное управляющее напряжение $U_{УПР}$ изменяет величину и знак коэффициента усиления этого УНУ. Еще один способ показан на рис. 5.2. В этом случае регулировка усиления осуществляется введенным в схему управляемым напряжением резистором. В качестве управляемого резистора используется достаточно дешевый полевой транзистор, управляющее напряжение $U_{УПР}$ подается на его затвор. При изменениях $U_{УПР}$ изменяется ширина канала полевого транзистора, при этом изменяется его сопротивление сток-исток $R_{СИ}$ и, следовательно, коэффициент передачи усилителя. На *n*-канальный полевой транзистор

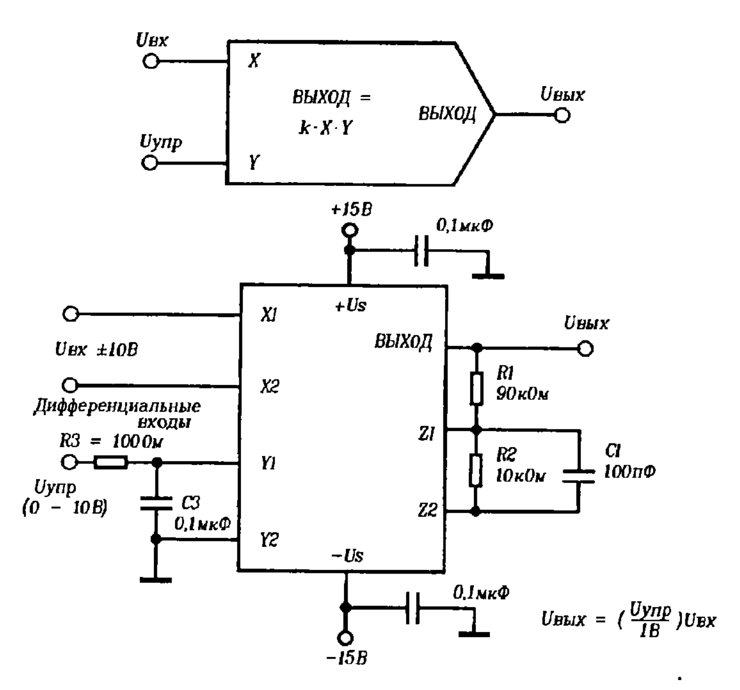


Рис. 5.1. Управляемый напряжением усилитель на основе умножителя.

необходимо подавать отрицательное управляющее напряжение. Регулировочная характеристика при использовании полевого транзистора оказывается нелинейной. Усилители такого типа могут быть как инвертирующими, так и неинвертирующими.

Чтобы избежать значительных искажений, полевой транзистор должен работать на линейном участке характеристики сток-исток. Искажения вызываются тем, что при большом сигнале напряжение сток-исток повышается и происходит модуляция сопротивления канала, а, следовательно, и коэффициента усиления, самим сигналом. Помните о двух моментах: выбор полевого транзистора с большим напряжением отсечки $U_{ОТС}$ обеспечивает широкий диапазон управления усилением; точность коэффициента усиления и стабильность ограничиваются, главным образом, стабильностью параметров применяемого полевого транзистора.

Можно уменьшить искажения, включив полевой транзистор вместо одного из сопротивлений Т-образной обратной связи усилителя (рис. 5.3). При таком способе уменьшается размах сигнала на транзис-

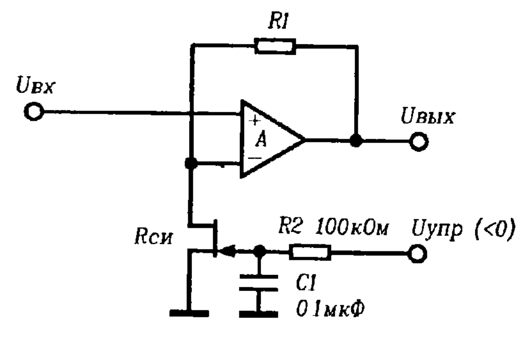


Рис. 5.2. Регулировка усиления с помощью полевого транзистора.

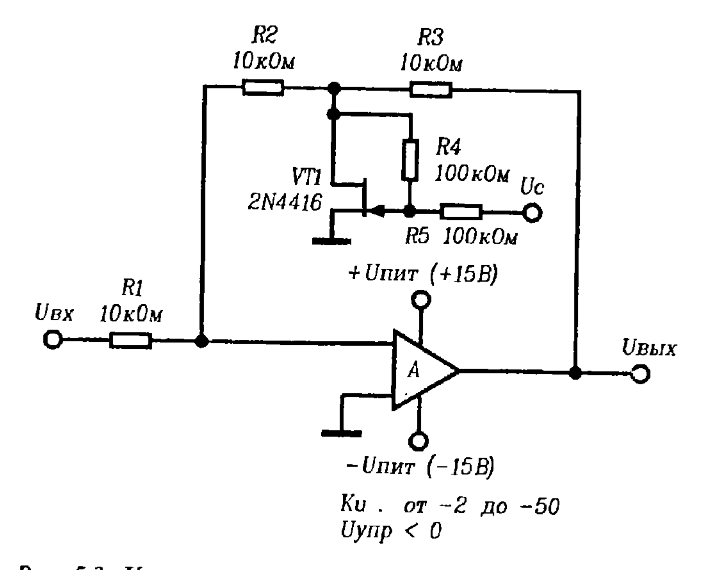


Рис. 5.3. Уменьшение искажений в усилителе, управляемом полевым транзистором.

торс. Искажения дополнительно снижаются при введении резисторов R_4 и R_5 для компенсации нелинейности характеристики полевого транзистора. В этом случае рекомендуется выбирать $R_4 = R_5$ и $R_5 \gg (R_{СИ}||R_2)$.

В качестве УНУ можно использовать преобразователи напряжения в ток (ПНТ), так как они имеют отдельный вход для управления коэффициентом преобразования. В схеме, приведенной на рис. 5.4, ПНТ имеет вход управляющего тока, увеличение которого приводит к возрастанию коэффициента преобразования ПНТ. Выходной ток преобразуется на нагрузочном резисторе $R_Н$ в напряжение, которое через буферный усилитель поступает на выход схемы. Важное достоинство схемы заключается в том, что коэффициент передачи линейно зависит от управляющего напряжения. В некоторых микросхемах для снижения искажений на входе установлены линеаризующие диоды. Перечень подходящих микросхем приведен на рис. 5.4.

5.2. Промышленные управляемые напряжением усилители

Промышленность выпускает несколько типов УНУ. Наиболее популярна микросхема MC3340 с полосой пропускания до 1 МГц и диапазоном управления усилением от +13 дБ до –90 дБ при изменении управляющего напряжения от 3.5 до 6 В. Кроме того, коэффициент передачи можно устанавливать и с помощью резистора. На рис. 5.5 показано применение данной микросхемы в звуковоспроизводящей аппаратуре.

5.3. Автоматическая регулировка усиления (АРУ)

Усилитель с АРУ (рис. 5.6) автоматически подстраивает коэффициент передачи так, чтобы поддерживать заданное среднее значение выходного переменного напряжения. Благодаря этому подавляются флуктуации выходного сигнала вверх или вниз от заданного уровня, вызванные кратковременными изменениями сигнала на входе.* Усилитель обеспечивает такую реакцию на изменения входного сигнала, преобразуя выходное переменное напряжение в постоянный уровень каким-либо из известных способов. Обычно преобразование выполняется с помощью выпрямителя, но можно использовать пиковый детектор или другие устройства для получения постоянного напряжения, изменяющегося соответственно их

* Ситуация обратная - кратковременные изменения амплитуды входного сигнала системой АРУ не отслеживаются и передаются на выход схемы, длительные же отклонения уровня сигнала приводят к подстройке коэффициента передачи и восстановлению заданного уровня выходного напряжения. — *Прим. ред.*

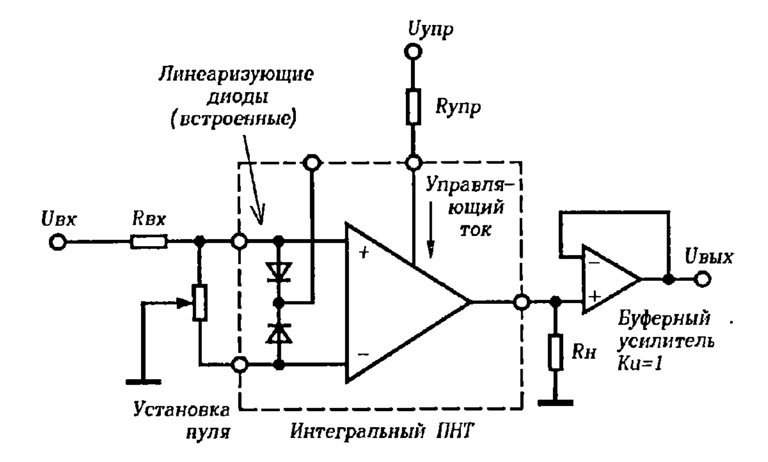


Рис. 5.4. Использование в УНУ преобразователя напряжения в ток.

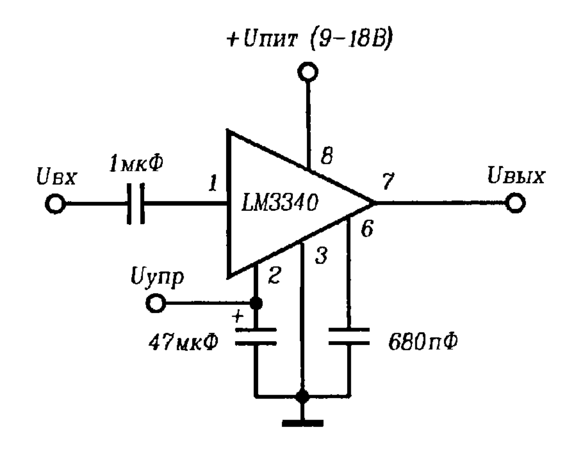


Рис. 5.5. Применение микросхемы УНУ MC3340 в звуковоспроизводящей аппаратуре.

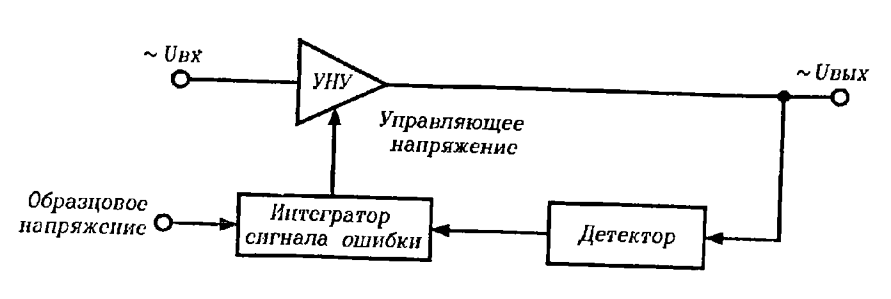


Рис. 5.6. Блок-схема системы АРУ.

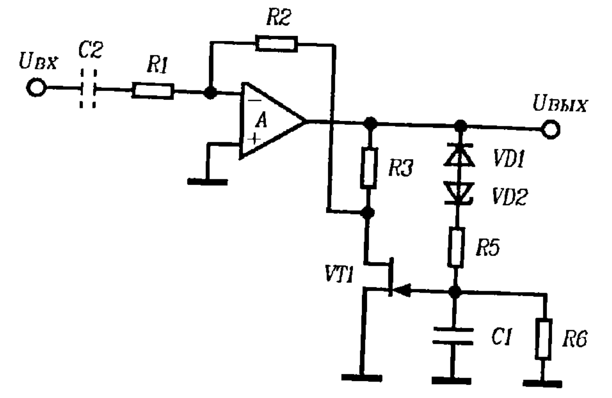


Рис. 5.7. Простая схема АРУ.

входному сигналу. Выходное напряжение интегратора изменяет коэффициент усиления УНУ до тех пор, пока выходное напряжение преобразователя переменного тока в постоянный не станет равным заданному уровню.

Время реакции усилителя с АРУ можно изменять, варьируя постоянную времени интегратора. Задержка АРУ должна быть достаточно большой, чтобы не вызывать ненужной реакции на случайные флуктуации сигнала и, следовательно, его искажения. Другими словами, время реакции должно быть достаточно большим, чтобы не вносить искажений на низшей частоте спектра входного сигнала. С другой стороны, время реакции не должно быть слишком длительным, поскольку при этом появляются чрезмерные задержки.

Простой пример схемы АРУ показан на рис. 5.7. Стабилитрон VD_2 зада уровень выходного сигнала. Выпрямление выходного напряжения осущес вляется диодом VD_1. Конденсатор C_1 с резисторами R_5 и R_6 действуют ка интегратор сигнала ошибки. Остальная часть схемы представляет собой рас смотренный ранее УНУ с полевым транзистором.

5.4. Усилители с цифровым управлением

Усилители с цифровым управлением построить довольно просто, применяя аналоговые ключи, резисторы и ОУ (рис. 5.8). Схема представляет собой усилитель с цифровым управлением, выбор коэффицента усиления −1, −4, −16 или −64 осуществляется замыканием ключей SW_1, SW_2 SW_3 или SW_4. Сделаем несколько замечаний об этой схеме. Во-первых, сопротивления $r_{вкл}$ открытых аналоговых ключей приводят к погрешностям коэффициентов усиления. Для решения этой проблемы сопротивления резисторов подбираются с учетом $r_{вкл}$. Во-вторых, можно получить дополнительные значения коэффицента усиления, одновременно замыкая несколько ключей. В некоторых случаях важно свести к минимуму число резисторов и ключей, выбирая соответствующие номиналы сопротивлений. В-третьих, иногда бывает необходимо, чтобы ОУ A_1 всегда

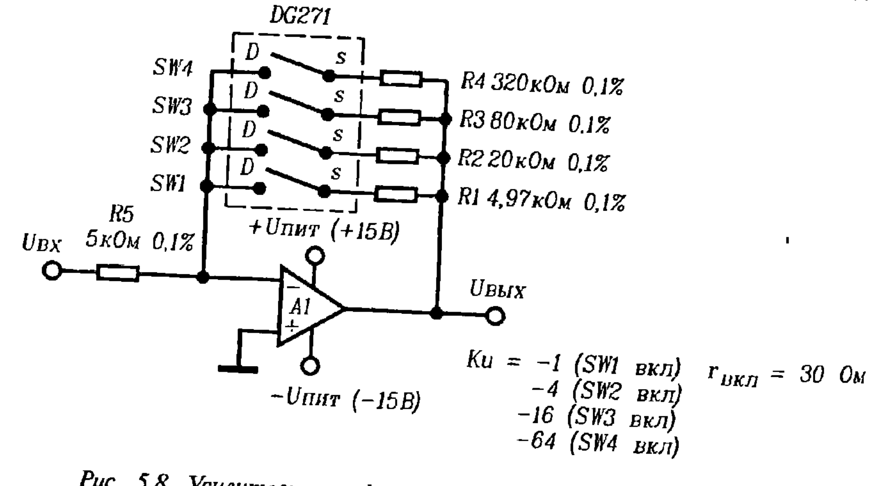


Рис. 5.8. Усилитель с цифровым управлением с использованием аналоговых ключей.

работал с обратной связью, не входя в насыщение (когда цепь обратной связи разомкнута, ОУ работает как компаратор), особенно при переключении коэффициентов усиления. В противном случае в схеме возникают большие выбросы. Чтобы избежать этого, необходимо либо применять ключи, в которых замыкание цепи происходит до размыкания предыдущей связи, либо ввести постоянно включенный резистор в цепь обратной связи ОУ A_1.

На рис. 5.9 показаны варианты точек подключения аналоговых ключей. Идеального варианта на все случаи жизни нет, но наиболее часто применяются схемы C и D. При выборе конкретного варианта нужно учитывать следующие моменты.

— Сопротивление $r_{вкл}$ аналогового ключа влияет на коэффициент передачи в вариантах A, B, C и D. В усилителях с большим коэффициентом усиления варианты A и B намного хуже вариантов C и D. Сопротивление $r_{вкл}$ не сказывается на работе схемы E, поскольку ключи оказываются включенными последовательно с высоким входным сопротивлением ОУ.

— Сопротивление $r_{вкл}$ многих аналоговых ключей зависит от напряжения сигнала. Следовательно, в вариантах A и D могут возникнуть дополнительные искажения из-за модуляции $r_{вкл}$ самим сигналом. В вариантах B, C и E ключи работают при потенциале виртуальной земли и вносят минимальные искажения.

— В варианте D паразитные емкости и сопротивления утечки ключей подключены к выходу ОУ, поэтому они почти не влияют на работу схемы. В варианте A емкостями и токами утечки ключей можно пренебречь в том случае, если источник сигнала имеет малое выходное сопротивление. Схемы C, D и особенно E очень критичны к токам утечки и паразитным емкостям, так как ключи находятся в самой чувствительной в этом отношении точке схемы.

— В схемах B, C и особенно E при переключении могут возникать значительные переходные процессы, в основном, из-за переноса заряда на вход усилителя через проходную емкость аналогового ключа. Вариант A также чувствителен к переносу заряда при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала. Схема D наименее подвержена этому явлению благодаря малому выходному сопротивлению ОУ A_1.

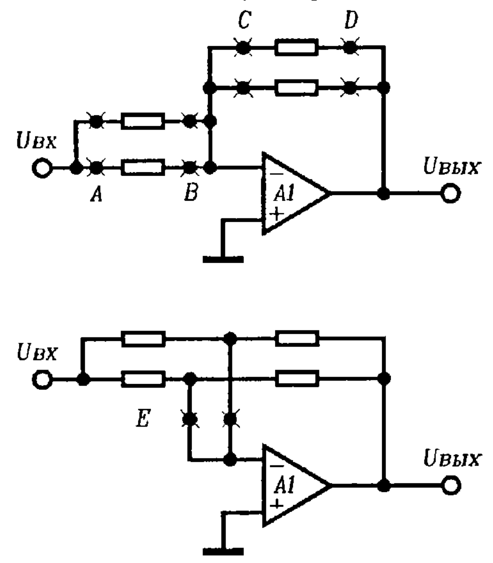


Рис. 5.9. Различные варианты подключения аналоговых ключей.

Для цифрового управления усилением часто используют цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) и один или два ОУ. На рис. 5.10 приведена схема аттенюатора с цифровым управлением.

Выходное напряжение:

$$U_{ВЫХ} = (N_{ВХ}/N_{MAX})\cdot U_{ВХ} ,$$

где $N_{ВХ}$ — значение двоичного входного кода,
N_{MAX} — максимальное значение двоичного кода ($= 2^N$).

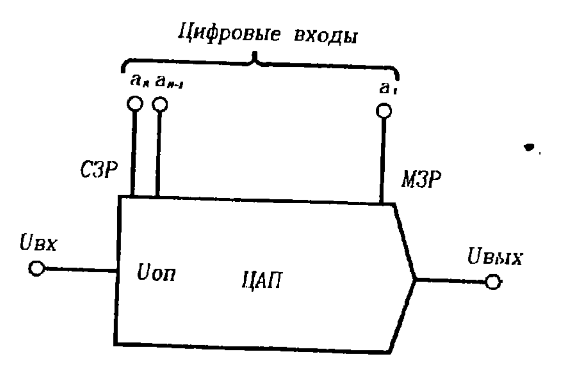


Рис. 5.10. Цифровой аттенюатор с применением ЦАП.

Если, например, на вход 8-битного ЦАП подано двоичное число 11111111, то его коэффициент передачи составит $255/2^8 = 255/256$, т.е. примерно 1. При подаче на ЦАП двоичного кода 00001111 коэффициент передачи будет равен $15/2^8 = 15/256$, или примерно 1/16.

ЦАП должен иметь достаточное быстродействие по входу опорного напряжения $U_{ОП}$. Кроме того, некоторые ЦАП работают при опорном напряжении только одной полярности (т.е. $U_{ВХ}$ должно всегда быть напряжением только положительным или отрицательным). Применение таких ЦАП при двуполярном входном напряжении потребует довольно громоздкой схемы смещения, чего, по возможности, следует избегать. Сигналы переменного тока на такие ЦАП подавать проще, так как можно использовать развязывающие конденсаторы.

Применение ЦАП в цепи обратной связи ОУ для переключения коэффициента передачи показано на рис. 5.11 для инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Отметим, что в этих схемах не допускается значение $N_{ВХ} = 0$, так как усилитель войдет в насыщение.* Проанализируйте точность установки коэффициента усиления таких схем, особенно для получения максимального диапазона регулировки, поскольку для его обеспечения потребуется ЦАП с точной установкой веса младших значащих разрядов. Для решения этой проблемы можно применить

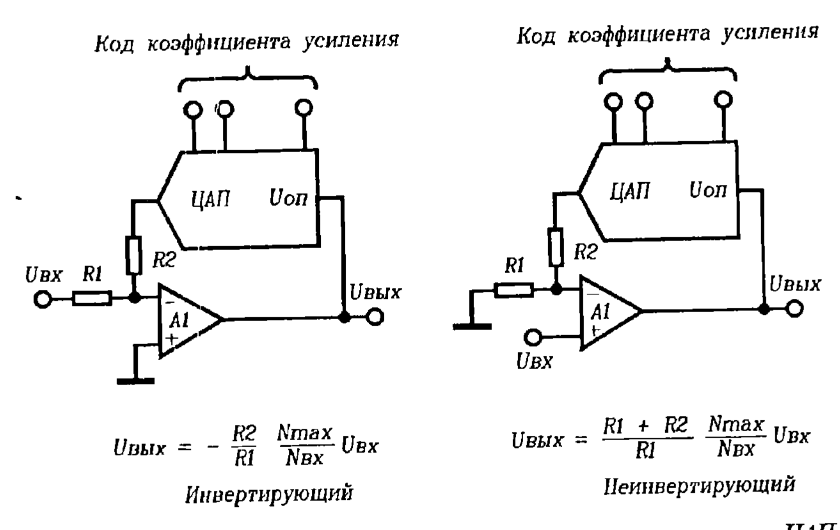


Рис. 5.11. Переключение коэффициента усиления с использованием ЦАП.

* Из-за разрыва цепи обратной связи ОУ. — *Прим. ред.*

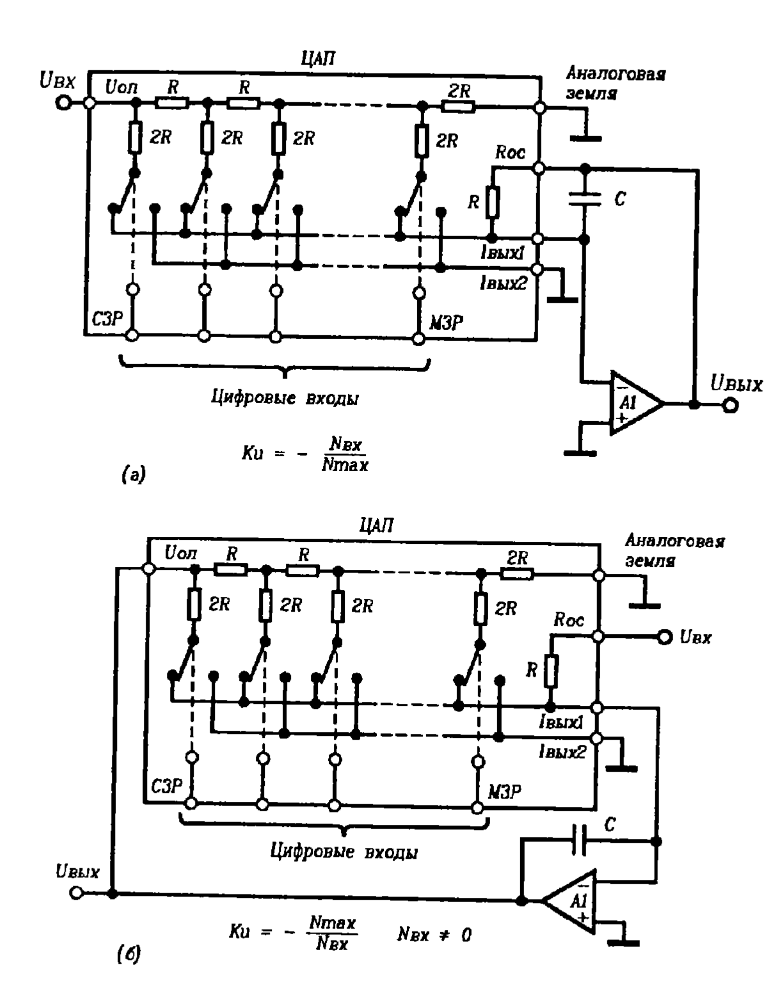
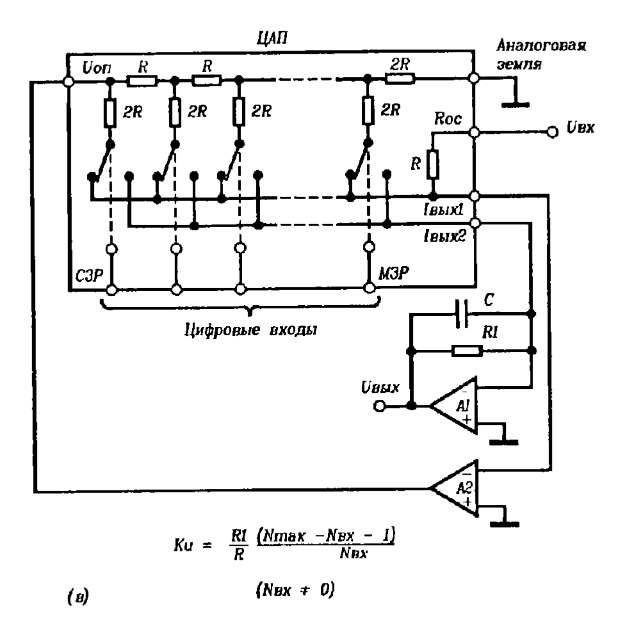


Рис. 5.12 Цифровое управление усилением с использованием ЦАП на осно-ве матрицы R–2R: а) аттенюатор с цифровым управлением, б) усилитель с цифровым управлением, в) универсальный усилитель/аттенюатор.



$$K_u = \frac{R1}{R}\frac{(N_{max} - N_{вх} - 1)}{N_{вх}}$$

(в) $(N_{вх} \neq 0)$

Рис. 5.12. (продолжение).

ЦАП с большей разрешающей способностью, чем требуемая (например, 12-битный ЦАП вместо 8-битного в схемах, где требуется изменение коэффициента передачи от 1 до 256). В этом случае на неиспользуемые входы ЦАП подается низкий уровень (логический 0).

Для цифрового управления усилением хорошо подходят ЦАП с матрицей R–$2R$ (рис. 5.12), так как они обычно допускают подачу как положительных, так и отрицательных опорных напряжений $U_{ОП}$. Кроме того, все необходимые резисторы содержатся внутри микросхемы ЦАП, обеспечивая хорошую температурную стабильность коэффициента передачи (температурные коэффициенты сопротивления одинаковы для всех резисторов). Для коррекции ОУ может потребоваться конденсатор C емкостью в несколько десятков пФ.

Заключительное замечание. Рассмотренные здесь ЦАП использовались для линейного управления коэффициентом передачи. Имеются также устройства, которые позволяют изменять коэффициент передачи в децибелах. Например, микросхема AD7110 имеет диапазон ослабления от 0 до 88,5 дБ с шагом 1,5 дБ; она предназначена для работы на частотах звукового диапазона.

6. Проектирование активных фильтров

Фильтры — это частотно-избирательные устройства, которые пропускают или задерживают сигналы, лежащие в определенных полосах частот. До 60-х годов для реализации фильтров применялись, в основном, пассивные элементы, т.е. индуктивности, конденсаторы и резисторы. Основной проблемой при реализации таких фильтров оказывается размер катушек индуктивности (на низких частотах они становятся слишком громоздкими). С разработкой в 60-х годах интегральных операционных усилителей появилось новое направление проектирования активных фильтров на базе ОУ. В активных фильтрах применяются резисторы, конденсаторы и усилители (активные компоненты), но в них нет катушек индуктивности. В дальнейшем активные фильтры почти полностью заменили пассивные. Сейчас пассивные фильтры применяются только на высоких частотах (выше 1 МГц), за пределами частотного диапазона большинства ОУ широкого применения. Но даже во многих высокочастотных устройствах, например в радиопередатчиках и приемниках, традиционные пассивные LCR-фильтры заменяются кварцевыми фильтрами и фильтрами на поверхностных акустических волнах.

Сейчас во многих случаях аналоговые фильтры заменяются цифровыми. Работа цифровых фильтров обеспечивается, в основном, программными средствами, поэтому они оказываются значительно более гибкими в применении по сравнению с аналоговыми. С помощью цифровых фильтров можно реализовать такие передаточные функции, которые очень трудно получить обычными методами. Тем не менее, цифровые фильтры пока не могут заменить аналоговые во всех ситуациях, поэтому сохраняется потребность в наиболее популярных аналоговых фильтрах — активных RC-фильтрах, которые и рассматриваются в этой главе.

Фильтры можно классифицировать по их частотным характеристикам, что в условном виде показано на рис. 6.1. На этом рисунке изображены характеристики фильтра нижних частот (ФНЧ), фильтра верхних частот (ФВЧ), полосового фильтра (ПФ), полосно-подавляющего фильтра (ППФ) и фильтра-"пробки" (режекторного фильтра — РФ). Характеристика фазового фильтра (ФФ) на рисунке не показана, т.к. его коэффициент передачи не изменяется с частотой. Основная функция любого

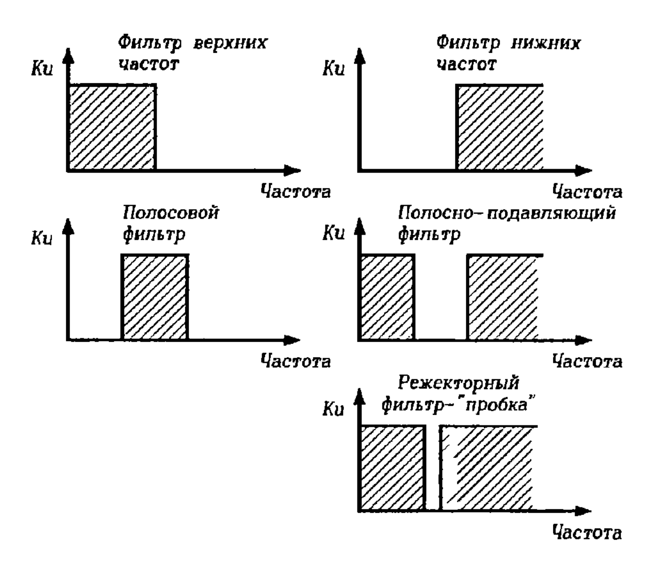


Рис. 6.1. Основные типы фильтров.

фильтра заключается в том, чтобы ослабить сигналы, лежащие в определенных полосах частот, внести в них различные фазовые сдвиги или ввести временную задержку между входным и выходным сигналами.

С помощью активных RC-фильтров нельзя получить идеальные формы частотных характеристик в виде показанных на рис. 6.1 прямоугольников* со строго постоянным коэффициентом передачи в полосе пропускания, бесконечным ослаблением в полосе подавления и бесконечной крутизной спада при переходе от полосы пропускания к полосе подавления. Проектирование активного фильтра всегда представляет собой поиск компромисса между идеальной формой характеристики и сложностью ее реализации. Это называется "проблемой аппроксимации". Во многих случаях требования к качеству фильтрации позволяют обойтись простейшими фильтрами первого или второго порядков. Набор таких схем приведен в разделе 6.2. Проектирование фильтра в этом случае сводится к выбору схемы с наиболее подходящей конфигурацией и последующему расчету значений номиналов элементов для конкретных частот.

Однако бывают ситуации, когда требования к фильтрации сигнала могут оказаться гораздо более жесткими, и могут потребоваться схемы фильтров с характеристиками более высоких порядков, чем первый или

* Английский термин довольно удачный — "кирпичные стены" (brick walls). — *Прим. ред.*

второй. Проектирование фильтров высоких порядков является более сложной задачей; такие фильтры также рассматриваются в этой главе.

6.1. Передаточные функции фильтров

В одной главе невозможно подробно изложить основы теории фильтров, но мы постараемся в данном разделе дать ее основные положения и выводы. Здесь и далее s означает оператор Лапласа,

причем $s = j\omega$ и $\omega = 2\pi f$ (угловая частота).

Активные RC-фильтры принадлежат к классу линейных схем с сосредоточенными параметрами. Передаточная функция линейной цепи n-го порядка с сосредоточенными параметрами описывается следующим выражением (порядок цепи определяется степенью полинома знаменателя):

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{d_n s^n + d_{n-1}s^{n-1} + \cdots + d_1 s + d_0},$$

где $N(s)$ — полином числителя,

$D(s)$ — полином знаменателя,

$d_n \cdots d_0$ и $b_m \cdots b_0$ — вещественные коэффициенты,

$T(s)$ — передаточная функция схемы.

Заметим, что для реальных схем $n > m$.

Полиномы $N(s)$ и $D(s)$ можно разложить на множители первого и второго порядков с вещественными коэффициентами. Следовательно, нужную характеристику можно получить, включив последовательно несколько фильтров первого и второго порядков. Рассмотрим далее передаточные функции таких фильтров.

1. Характеристика ФНЧ первого порядка (рис. 6.2). Эта характеристика описывается простым выражением:

$$T(s) = \frac{K_{НЧ} \cdot \omega_0}{s + \omega_0},$$

где

$K_{НЧ}$ — коэффициент передачи на постоянном токе,

ω_0 — частота полюса, которая в данном случае равна частоте, на которой коэффициент передачи снижается на 3 дБ по сравнению с $K_{НЧ}$.

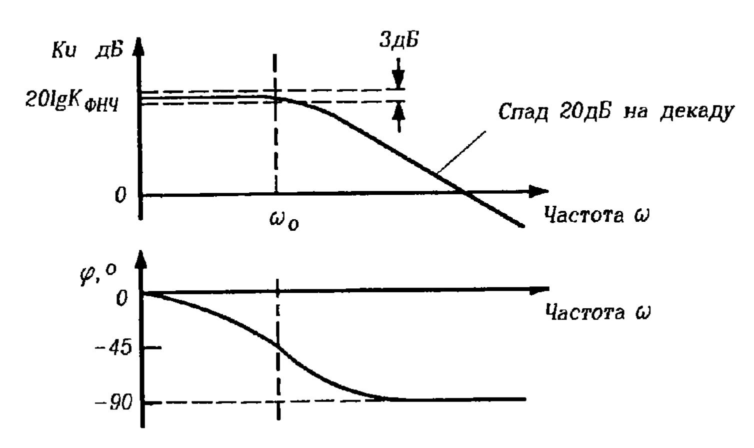


Рис. 6.2. Частотная характеристика ФНЧ первого порядка.

2. Характеристика ФВЧ первого порядка (рис. 6.3). Эта характеристика также довольно простая:

$$T(s) = \frac{K_{ВЧ} \cdot s}{s + \omega_0} ,$$

где

$K_{ВЧ}$ — коэффициент передачи на высоких частотах,

ω_0 — частота полюса, равная частоте, на которой коэффициент передачи снижается на 3 дБ по сравнению с $K_{ВЧ}$.

3. Характеристика фазового фильтра (ФФ) первого порядка (рис. 6.4). Коэффициент передачи этого фильтра имеет постоянное значение во всем частотном диапазоне, изменяется лишь вносимый фазовый сдвиг (временная задержка).

Характеристика фазового фильтра первого порядка:

$$T(s) = \frac{K_{Ф} \cdot (s - \omega_0)}{s + \omega_0} ,$$

где

$K_{Ф}$ — модуль коэффициента передачи,

ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен 90°.

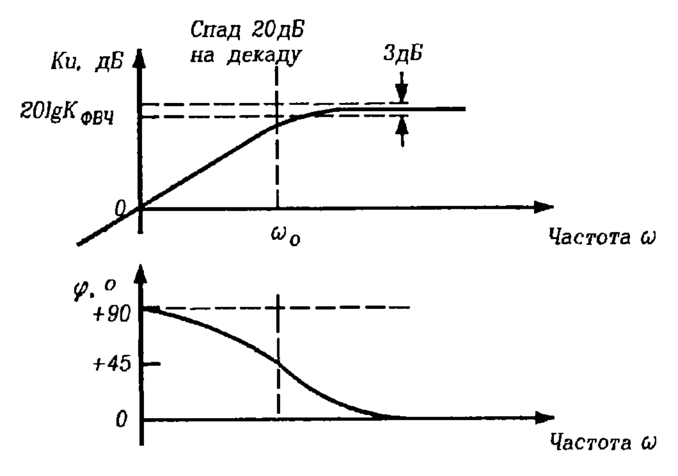


Рис. 6.3. Частотная характеристика ФВЧ первого порядка.

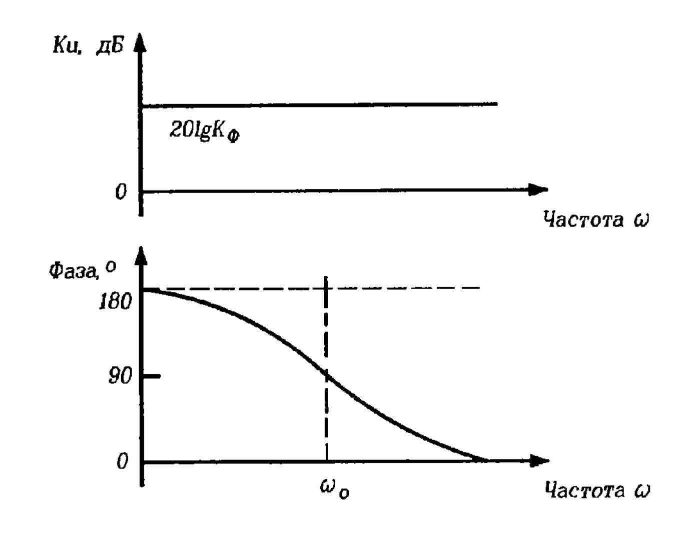


Рис. 6.4. Частотная характеристика ФФ первого порядка.

4. Характеристика ФНЧ второго порядка (рис. 6.5). Эта характеристика имеет вид:

$$T(s) = \frac{K_{НЧ} \cdot \omega_0^{\,2}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} \cdot s + \omega_0^{\,2}},$$

где

$K_{НЧ}$ — коэффициент передачи на постоянном токе,

ω_0 — частота полюса,

Q_F — добротность фильтра.

При $Q_F > \frac{1}{2}$ на амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) появляется выброс на частоте:

$$\omega_P = \omega_0 \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2 Q_F^{\,2}}\right)} \approx \omega_0 \quad \text{(при больших } Q_F\text{)},$$

и значение коэффициента передачи на этой частоте равно:

$$K_P = \frac{K_{НЧ} Q_F}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{4 Q_F^{\,2}}\right)}} \approx K_{НЧ} \cdot Q_F \quad \text{(при больших } Q_F\text{)},$$

причем частота среза по уровню –3 дБ составляет:

$$\omega_{-3дБ} = \omega_0 \left[\left(1 - \frac{1}{2 Q_F^{\,2}}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2 Q_F^{\,2}}\right)^2 - 1} \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Для ФНЧ, характеристика которого показана на рис. 6.5, при малых Q_F (т.е. $Q_F < ½$) полюса передаточной функции вещественные, и его АЧХ оказывается плоской. Выражение для характеристики второго порядка можно разложить на два сомножителя первого порядка. Когда же Q_F превышает ½, на АЧХ появляется "выпуклость". Амплитудно-частотная характеристика схем с большой добротностью имеет значительный выброс.

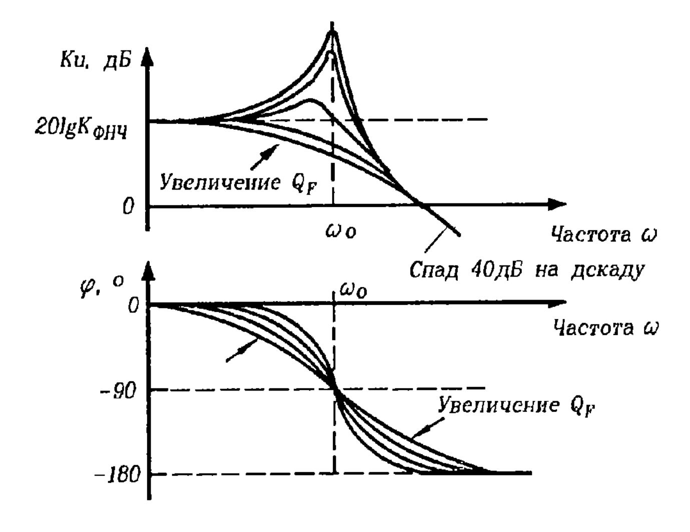


*Рис. 6.5. Частотная характеристика ФНЧ второго порядка.**

5. Характеристика ФВЧ второго порядка (рис. 6.6). Эта характеристика описывается выражением:

$$T(s) = \frac{K_{ВЧ} \cdot s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} \cdot s + \omega_0^{\,2}},$$

где

$K_{ВЧ}$ — коэффициент передачи на высокой частоте,

ω_0 — частота полюса,

Q_F — добротность фильтра.

Максимальный коэффициент передачи (в точке выброса — *прим. ред.*) при больших значениях Q_F равен $K_{ВЧ} \cdot Q_F$.

* На этом и последующих рисунках стрелки обозначают направление изменения параметра вдоль семейства кривых. — *Прим. ред.*

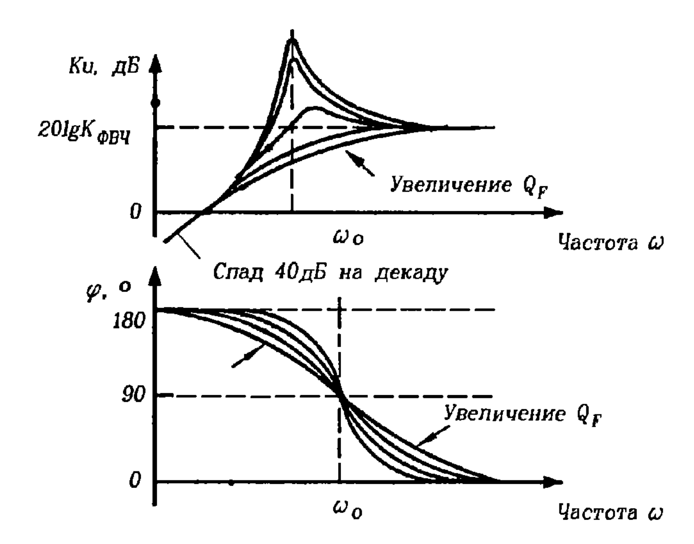


Рис. 6.6. Частотная характеристика ФВЧ второго порядка

Выброс на АЧХ возникает при $Q_F > \frac{1}{2}$ на частоте:

$$\omega_P = \frac{\omega_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q_F^2}\right)}} \approx \omega_0 \text{ (при больших } Q_F\text{)},$$

и значение коэффициента передачи при этом равно:

$$K_P = \frac{K_{ВЧ} Q_F}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q_F^2}\right)}} \approx K_{ВЧ} \cdot Q_F \text{ (при больших } Q_F\text{)}.$$

Частота среза по уровню −3 дБ равна:

$$\omega_{-3дБ} = \frac{\omega_0}{\left[\left(1 - \frac{1}{2Q_F^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q_F^2}\right)^2 + 1}\right]^{\frac{1}{2}}}.$$

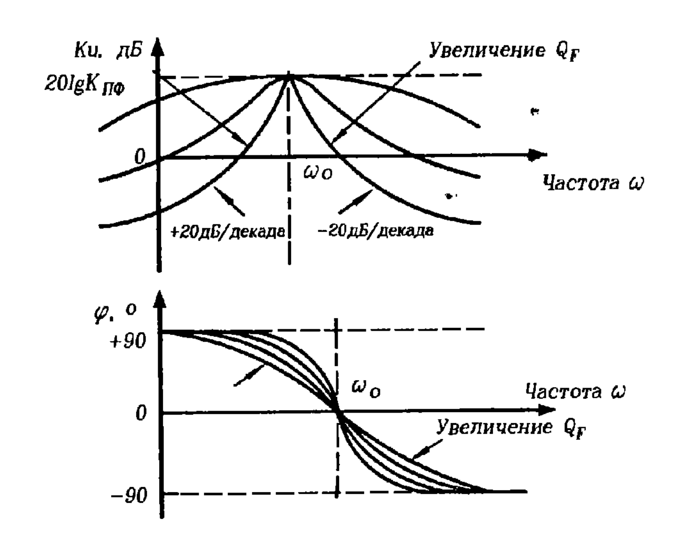


Рис. 6.7. Частотная характеристика ПФ второго порядка.

6. Характеристика ПФ второго порядка (рис. 6.7). Эта характеристика описывается выражением:

$$T(s) = \frac{\frac{K_{РЕЗ} \cdot \omega_0}{Q_F} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} \cdot s + \omega_0^2},$$

ее можно представить в другом виде:

$$T(s) = \frac{K_{РЕЗ}}{1 + Q_F\left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s}\right)},$$

где $K_{РЕЗ}$ — коэффициент передачи на центральной частоте ω_0,
Q_F — добротность фильтра.

Заметим, что $Q_F = \omega_0/(\omega_2 - \omega_1)$,
где ω_1 и ω_2 — частоты, на которых коэффициент передачи снижается на −3 дБ по сравнению с $K_{РЕЗ}$.

Можно показать, что:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} ,$$

$$\omega_1 = \left[\sqrt{\left(1 + \frac{1}{4Q_F^2}\right)} - \frac{1}{2Q_F}\right]\omega_0 ,$$

$$\omega_2 = \left[\sqrt{\left(1 + \frac{1}{4Q_F^2}\right)} + \frac{1}{2Q_F}\right]\omega_0 .$$

Ширина полосы пропускания по уровню –3 дБ составляет:

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_0/Q_F .$$

При малых добротностях ($Q_F < ½$) знаменатель передаточной функции можно разложить на два сомножителя с вещественными коэффициентами (т.е. передаточная функция может быть представлена в виде произведения двух функций первого порядка — *прим. ред.*), поэтому АЧХ и фазочастотная характеристика (ФЧХ) на рис. 6.7 выглядят достаточно пологими. При $Q_F > ½$ полюса передаточной функции становятся комплексными. С увеличением Q_F полоса пропускания сужается и характеристика фильтра становится более избирательной.

7. Характеристика ППФ (РФ или фильтра-"пробки") второго порядка (рис. 6.8). Передаточная функция описывается выражением:

$$T(s) = \frac{K_{ПР}\left(s^2 + \omega_0^2\right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} \cdot s + \omega_0^2} ,$$

где

$K_{ПР}$ — коэффициент передачи на постоянном токе и на высокой частоте,

ω_0 — центральная частота полосы подавления,
Q_F — добротность фильтра.

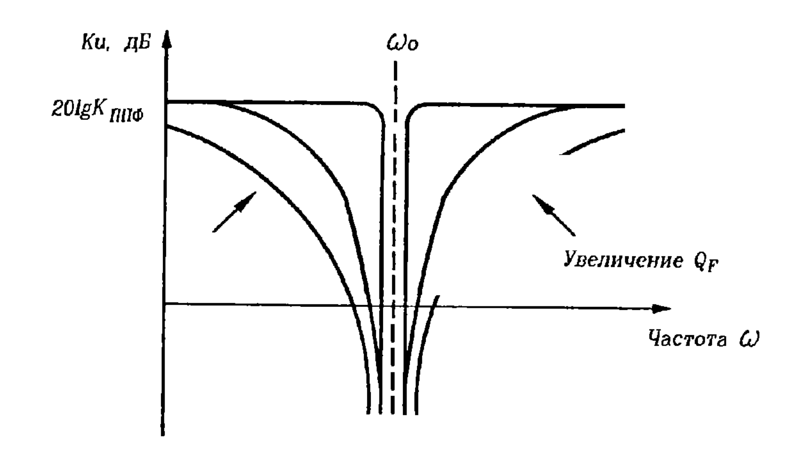


Рис. 6.8. Частотная характеристика ППФ.

Приведенное выше выражение можно записать по-другому:

$$T(s) = K_{ПР} - \frac{\frac{K_{ПР} \cdot \omega_0}{Q_F} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} \cdot s + \omega_0^2} ,$$

т.е. в виде разности постоянного коэффициента передачи $K_{ПР}$ и коэффициента передачи ПФ.

Частоты среза по уровню –3 дБ такие же, как у полосового фильтра:

$$\omega_1 = \left[\sqrt{\left(1 + \frac{1}{4Q_F^2}\right)} - \frac{1}{2Q_F}\right],$$

$$\omega_2 = \left[\sqrt{\left(1 + \frac{1}{4Q_F^2}\right)} + \frac{1}{2Q_F}\right].$$

Ширина полосы подавления по уровню –3 дБ равна

$$\omega_2 - \omega_1 = \omega_0/Q_F .$$

8. Характеристика ФФ второго порядка (рис. 6.9). Характеристика фазового фильтра второго порядка описывается выражением:

$$T(s) = \frac{K_Ф\left(s^2 - \frac{\omega_0}{Q_F}\cdot s + \omega_0{}^2\right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}\cdot s + \omega_0{}^2}.$$

Его можно переписать в следующем виде:

$$T(s) = K_Ф - \frac{2K_Ф\left(\frac{\omega_0}{Q_F}\cdot s\right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}\cdot s + \omega_0{}^2},$$

т.е. постоянный коэффициент минус удвоенная передаточная характеристика полосового фильтра.

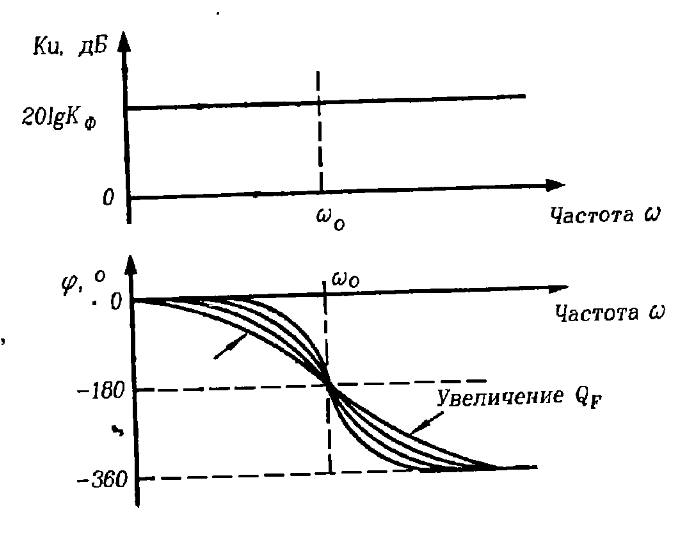


Рис. 6.9. Частотная характеристика ФФ второго порядка.

6.2. Схемы фильтров

В этом разделе приведены схемы фильтров первого и второго порядков. Схемы сгруппированы по типам фильтров — фильтры нижних частот, фильтры верхних частот, полосовые фильтры и т.д. Отметим, что под малым значением Q подразумевается $Q_F < 2$, среднее Q соответствует значениям $2 < Q_F < 20$, большое Q означает $Q_F > 20$.

Схемы фильтров нижних частот

1. ФНЧ первого порядка (рис. 6.10).

Передаточная функция: $T(s) = \dfrac{K\omega_0}{s+\omega_0}$.

Коэффициент передачи в полосе пропускания, K:

инвертирующий вариант: $K = -R_1/R_2$,

неинвертирующий вариант: $K = 1 + R_3/R_2$.

Частота среза ω_0 для обеих схем:

$\omega_0 = 1/R_1C$ или $f_0 = \omega_0/2\pi = 1/2\pi R_1C$.

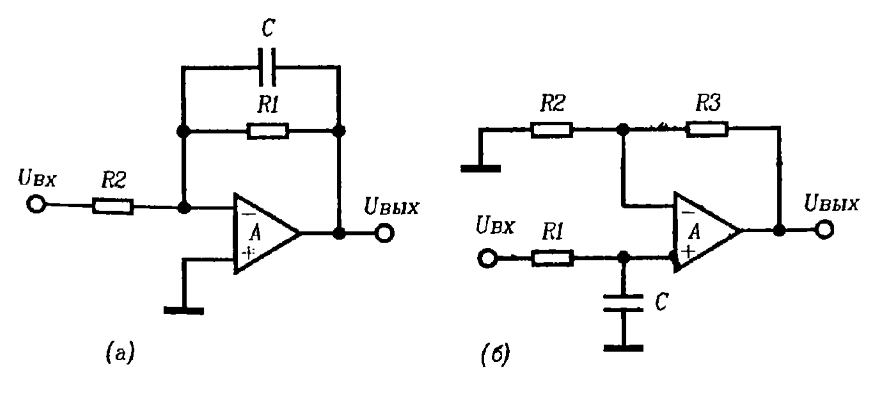


Рис. 6.10. ФНЧ первого порядка: а) инвертирующий, б) неинвертирующий.

По существу, эти схемы представляют собой усилители напряжения на одном ОУ с дополнительным конденсатором, включенным для получения требуемой АЧХ первого порядка. Неинвертирующая схема имеет высокое входное сопротивление во всей полосе пропускания и не нагружает выход предыдущего каскада.

2. ФНЧ Саллена-Кея (рис. 6.11).

Общие свойства	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Высокое входное сопротивление.	Относительно высокая чувствительность к разбросу значений элементов.
Малые и средние значения добротности.	Относительно небольшой диапазон номинальных значений элементов.	Ограниченные возможности реализации фильтров с $K > 1$.
Неинвертирующий.		Легко настраиваются только два параметра: ω_0 и Q_F.

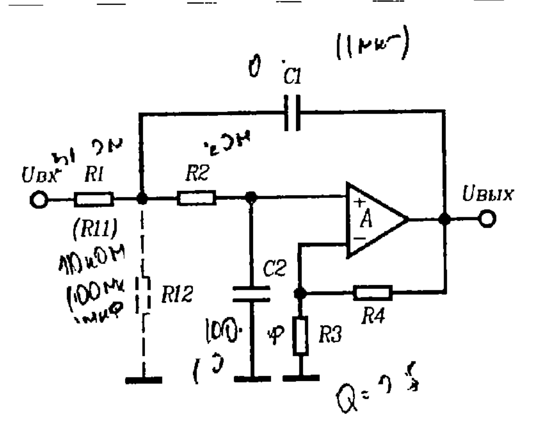


Рис. 6.11. Фильтр нижних частот Саллена-Кея.

$T(s) - k \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{q_p} \cdot s + \omega_p^2}$ $\omega_p = \frac{1}{R_1R_2C...}$ $q_p = \frac{R_2 R_1}{R_1 C_2}...$ $K = 1$

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)}{s^2+\left(\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1}{R_1C_1}-\frac{R_4}{R_2R_3C_2}\right)s+\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} .$$

Параметры схемы:

$$K = 1+\frac{R_4}{R_3} ,$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} ,$$

$$Q_F = \frac{1}{\left(\frac{R_2C_2}{R_1C_1}\right)^{1/2}+\left(\frac{R_1C_2}{R_2C_1}\right)^{1/2}-\frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_1C_1}{R_2C_2}\right)^{1/2}}$$

Номиналы элементов по приведенным формулам можно вычислить разными способами, причем каждый из них обеспечивает тот или иной компромисс между чувствительностью к разбросу значений элементов, "удобством" номиналов и сложностью вычислений. Можно воспользоваться двумя методами.

1-й метод.

Пусть $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, тогда

$$\omega_0 = 1/RC \quad \text{и} \quad Q_F = 1/(3-K) .$$

Выбираем значение R или C. После выбора одного из них второе находится из соотношения $\omega_0 = 1/RC$. Значение Q_F определяется по величине K для постоянного тока.

Этот метод чрезвычайно прост и не накладывает ограничений на возможные номиналы резисторов и конденсаторов, но ω_0 и Q_F могут сильно зависеть от допусков элементов, кроме того, добротность Q_F и коэффициент передачи K оказываются связанными друг с другом. Если задан коэффициент передачи, то, возможно, окажется необходимым выбрать $R_1 \neq R_2$ или $C_1 \neq C_2$. В этом случае целесообразнее сделать $C_1 = C_2$ и $R_1 \neq R_2$, поскольку ряд номинальных значений резисторов более "плотный" и доступный. Кроме того, конденсаторы имеют большие температурные коэффициенты, чем резисторы, поэтому, выбирая конденсаторы одинаковой емкости, можно выбрать их и одного типа, уменьшив тем самым температурные колебания добротности Q_F.

2-й метод.

Зададим $K = 1 + R_4/R_3$, $C_1 = C_2 = C$, $\omega_0 = \dfrac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}$.

Тогда

$$R_2 = \frac{1}{2Q_F\omega_0 C}\left(1+\sqrt{1+4Q_F{}^2(K-2)}\right)$$

и

$$R_1 = \frac{1}{\omega_0{}^2C^2R_2}.$$

Заметим, что вещественные сопротивления резисторов получатся при $K > 2$ (приближенно).

Если $1 < K < 2$, то лучше задать равные сопротивления резисторов и вычислить значения емкостей конденсаторов.

При $K = 1 + R_4/R_3$, $R_1 = R_2 = R$, $\omega_0 = \dfrac{1}{R\sqrt{C_1C_2}}$

получим:

$$C_2 = \frac{1}{4Q_F R\omega_0}\left(1+\sqrt{1+8Q_F{}^2(K-1)}\right)$$

и

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0{}^2R^2C_2}.$$

Коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания можно уменьшить, заменив R_1 двумя резисторами R_{11} и R_{12}, как это показано пунктиром на рис. 6.11, при этом должно выполняться условие: $R_1 = R_{11}\|R_{12}$; коэффициент передачи будет равен:

$$K = \frac{R_{12}}{R_{11}+R_{12}}\cdot\frac{R_3+R_4}{R_3}.$$

Применение аттенюатора на входе приводит к тому, что коэффициент передачи $(1 + R_4/R_3)$ неинвертирующего усилителя должен быть больше (чем фильтра в целом — *прим. ред.*), что может ухудшить характеристики схемы на высоких частотах (т.е. там, где происходит спад собственного коэффициента усиления ОУ — *прим. ред.*). Кроме того, несколько увеличиваются выходное напряжение смещения, его дрейф и шумы.

Настройка.

Независимая настройка всех параметров, к сожалению, невозможна. Обычно ω_0 и Q_F настраиваются с помощью R_1 и R_2. Точное значение коэффициента передачи можно установить в других каскадах проектируемого устройства.

Чувствительность к значениям элементов.

При больших значениях Q_F ($Q_F > 10$) и большом коэффициенте усиления эта схема оказывается весьма чувствительной к отклонениям значений элементов от номинальных. Отклонения Q_F при изменениях R и C намного больше самих этих изменений.

В прецизионных фильтрах могут возникнуть дополнительные погрешности, связанные с конечной шириной полосы пропускания ОУ. Эту погрешность можно уменьшить почти на порядок, разделив R_2 на две части и сформировав таким образом корректирующую цепь по опережению (рис. 6.12); при этом должны выполняться условия:

$$R_2 = R_{21} + R_{22}, \quad R_{22} = 1/2\pi f_A C_2,$$

где f_A — произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ОУ.

При построении фильтра Баттерворта второго порядка схему на рис. 6.11 можно упростить, положив $C_1 = 2C_2 = 2C$ и $R_1 = R_2 = R$. Значение R_4 оказывается равным нулю, и резистор R_3 не требуется. Схема такого ФНЧ Баттерворта с частотой среза по уровню −3 дБ равной $1/(\sqrt{2}RC)$ рад/с приведена на рис. 6.13.

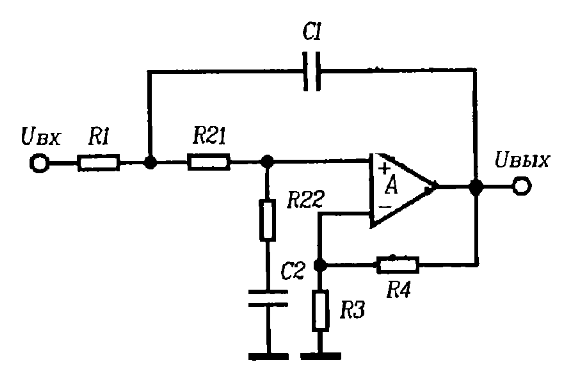


Рис. 6.12. Уменьшение погрешностей, обусловленных конечной шириной полосы пропускания ОУ.

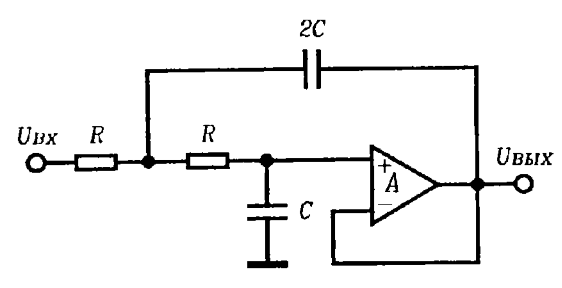


Рис. 6.13. ФНЧ Баттерворта второго порядка (структура Саллена-Кея).

3. ФНЧ с многопетлевой обратной связью.

Общие свойства	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка. Малые и средние значения добротности. Инвертирующий.	Можно построить ФНЧ с $\|K\| < 1$. Относительно невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов (почти всегда меньше 1).	Относительно малое входное сопротивление. Легко настраиваются только два параметра: ω_0 и Q_F. Большой диапазон номинальных значений элементов, особенно при больших Q_F и коэффициенте передачи.

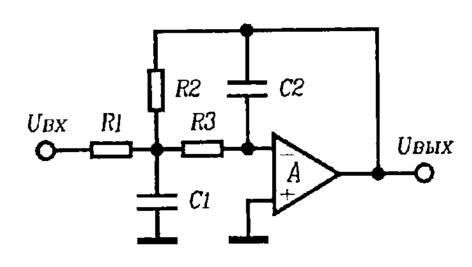


Рис. 6.14. ФНЧ с многопетлевой обратной связью.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{-\dfrac{1}{R_1R_3C_1C_2}}{s^2 + s\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_2} + \dfrac{1}{R_3}\right)\dfrac{1}{C_1} + \dfrac{1}{R_2R_3C_1C_2}} .$$

Параметры схемы:

$$K = -R_1/R_2 ,$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2R_3C_1C_2}} ,$$

$$Q_F = \frac{\left(\dfrac{C_1}{C_2}\right)^{1/2}}{\left(\dfrac{R_3}{R_2}\right)^{1/2} + \left(\dfrac{R_2}{R_3}\right)^{1/2} + \left(\dfrac{R_2R_3}{R_1^{\,2}}\right)^{1/2}} .$$

Расчет номиналов элементов.

Выбираем C_1 и C_2; отметим, что для получения вещественных значений R_1 и R_2 должно выполняться условие:

$$C_1 > [4(|K|+1)Q_F^2]C_2 ;$$

тогда

$$R_2 = \frac{1}{2Q_F\omega_0C_2}\left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(|K|+1)Q_F^{\,2}C_2}{C_1}}\right] ,$$

$$R_1 = R_2/|K| , \quad R_3 = 1/(\omega_0^2C_1C_2R_2) .$$

Настройка.

Если важны все три параметра K, ω_0 и Q_F, то настройка оказывается достаточно сложной, поскольку они зависят от значений всех трех резисторов R_1, R_2 и R_3. Если же величина K не столь важна, как остальные, то ω_0 можно настроить с помощью R_2 или R_3, а Q_F — с помощью R_1.

Схема обладает относительно малой (меньшей единицы) чувствительностью параметров (Q_F, ω_0 и K) к неточностям значений элементов.

Расплачиваться за это приходится большим диапазоном номиналов элементов при увеличении Q_F или коэффициента передачи K, причем растет он в обоих случаях. На практике применение таких схем ограничивается фильтрами, для которых произведение K на Q_F не превышает 100, т.е. $K \cdot Q_F < 100$. С ростом Q_F важное значение приобретает частотная характеристика ОУ. Ограниченная полоса пропускания ОУ вызывает погрешности в значениях ω_0 и Q_F.

4. ФНЧ с нулевым смещением.

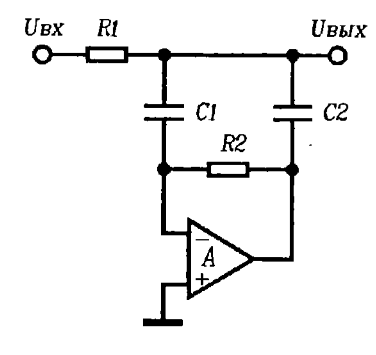


Рис. 6.15. ФНЧ с нулевым смещением.

Общие свойства	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Не вносит дополнительного смещения.	Большое выходное сопротивление.
Малые и средние значения добротности.	Относительно невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов.	Коэффициент передачи равен единице.
Неинвертирующий.		Ограниченный частотный диапазон.
		Сложность настройки.

Передаточная функция фильтра:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}$$

Коэффициент передачи:

$$K = 1 .$$

Частота полюса:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} .$$

Добротность:

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2}}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{1/2}} .$$

Выходное сопротивление:

$$R_{ВЫХ} = R_1 .$$

Расчет номиналов элементов.

Выбираем C_1 и C_2, тогда

$$R_2 = \frac{Q_F}{\omega_0}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right), \quad R_1 = 1/\omega_0^2 C_1C_2R_2 .$$

Значения C_1 и C_2 следует выбрать так, чтобы R_1 (которое определяет выходное сопротивление схемы) было минимальным.

Настройка.

Коэффициент усиления фильтра равен единице, изменить его невозможно. Значения ω_0 и Q_F зависят от R_1 и R_2, поэтому настройка заключается в подборе методом последовательных приближений резисторов R_1 и R_2.

Достоинство схемы состоит в том, что ОУ полностью развязан по постоянному току с трактом сигнала и не может внести никакого дополнительного смещения. Расплачиваться за это приходится высоким выходным сопротивлением схемы, равным значению резистора R_1. Частотный диапазон фильтра ограничен полосой пропускания ОУ, который создает в высокочастотной области дополнительный полюс, а также комплексно сопряженную пару нулей вблизи мнимой оси.

5. ФНЧ на основе конверторов полного сопротивления.*

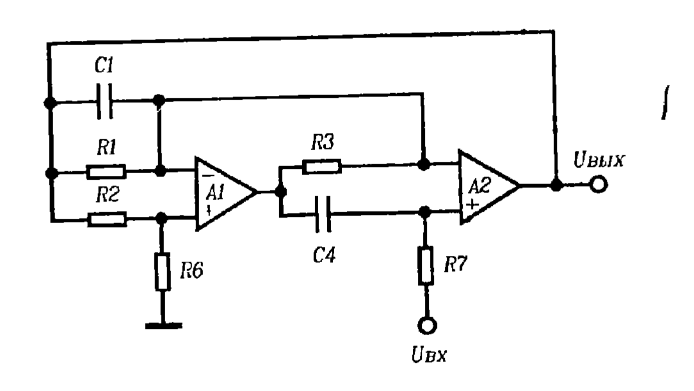


Рис. 6.16. ФНЧ на основе конверторов полного сопротивления.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Достижимы как малые, так и большие значения добротности.	Требуются два ОУ.
Неинвертирующая схема.	Высокое входное сопротивление.	
	Простота настройки.	
	Большие значения Q реализуются при небольшом диапазоне номиналов элементов.	
	Невысокая чувствительность (всегда меньше 1) к отклонениям величин R и C.	

* Устоявшегося термина для подобных структур у нас нет. Иногда говорят о гираторных схемах или конверторах полных сопротивлений. — *Прим. ред.*

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_3R_7C_1C_4}\left(1+\frac{R_6}{R_2}\right)}{s^2 + s\frac{R_6}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2R_3R_7C_1C_4}} .$$

Параметры схемы:

коэффициент передачи:

$$K = 1 + R_2/R_6 ,$$

частота полюса:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_2R_3R_7C_1C_4}} ,$$

добротность:

$$Q_F = R_1C_1\omega_0 .$$

Номиналы элементов.

Несмотря на наличие пяти резисторов и двух конденсаторов, расчет элементов по приведенным формулам оказывается довольно простым.

Настройка.

Коэффициент усиления устанавливается резистором R_2.

Частота ω_0 устанавливается резистором R_7.

Добротность Q_F устанавливается резистором R_1.

Эта схема особенно хороша для построения фильтров с высокой добротностью Q_F, поскольку она некритична к отклонениям значений элементов от номинальных и проста в настройке.

Схемы фильтров верхних частот

1. ФВЧ первого порядка.

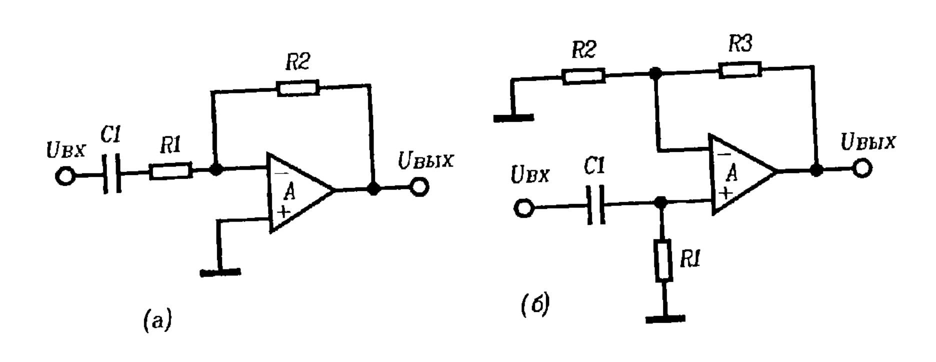


Рис. 6.17. ФВЧ первого порядка: а) инвертирующий, б) неинвертирующий.

Схемы таких фильтров (рис. 6.17) представляют собой обычные инвертирующий и неинвертирующий усилители, дополненные разделительным конденсатором для ослабления нижних частот.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{Ks}{s + \omega_0}.$$

Параметры схемы:
коэффициент передачи:

$K = 1 + R_3/R_2$ (неинвертирующий вариант),

$K = -R_2/R_1$ (инвертирующий вариант);

частота полюса:

$$\omega_0 = 1/(R_1C_1).$$

2. ФВЧ Саллена-Кея (рис. 6.18).

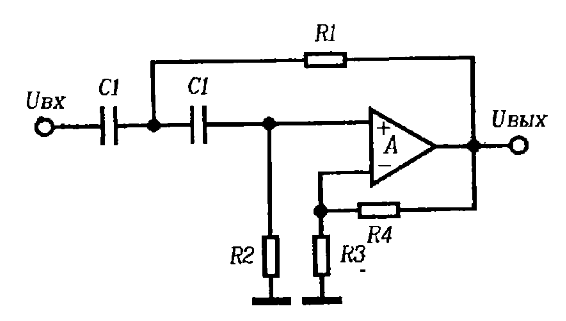


Рис. 6.18. ФВЧ Саллена-Кея.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка. Неинвертирующий Малые и средние значения добротности.	Относительно небольшой диапазон номиналов элементов.	Относительно высокая чувствительность Q_F к отклонениям значений элементов. Не удается перекрыть весь диапазон возможных значений K, ω_0 и Q_F.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)s^2}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_2C_2} - \frac{R_4}{R_1R_3C_1}\right) + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}.$$

Параметры схемы:

$$K = 1 + R_4/R_3,$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} ,$$

$$Q_F = \frac{1}{\left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}\right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}\right)^{1/2} - \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}\right)^{1/2}} .$$

Номиналы элементов.

Если точное значение коэффициента передачи не играет роли, то выбираем $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$, тогда

$$K = 3 - 1/Q_F \quad \text{и} \quad R = 1/\omega_0 C .$$

Настройка.

Настроить все три параметра K, ω_0 и Q одновременно довольно сложно, так как они зависят от сопротивлений одних и тех же резисторов. Параметры ω_0 и Q_F можно скорректировать следующим образом:

подстроить ω_0 резисторами R_1 или R_2,
подстроить Q_F с помощью R_3 или R_4.

Общий коэффициент передачи лучше устанавливать в других каскадах проектируемого устройства, но можно изменить и коэффициент передачи рассматриваемого фильтра, добавив емкостной делитель (рис. 6.19). В этой схеме

$$K = \frac{C_{11}}{C_{11} + C_{12}}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) ,$$

а значение $C_1 = C_{11} + C_{12}$ подставляется в приведенные ранее выражения.

Если необходимое значение K заранее определено, то, выбрав $C_1 = C_2 = C$, получим:

$$K = 1 + R_4/R_3 ,$$

$$R_1 = \frac{1}{4 Q_F \omega_0 C}\left[1 + \sqrt{1 + 8(K-1)Q_F{}^2}\right] ,$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_0{}^2 C^2 R_1} .$$

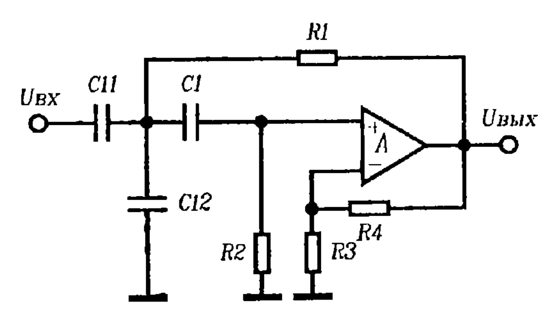


Рис. 6.19. Изменение коэффициента передачи ФВЧ Саллена-Кея.

При больших значениях добротности Q_F и коэффициента передачи K (более 10) эта схема оказывается чувствительной к отклонениям значений элементов от номиналов.

Для построения ФВЧ Баттерворта второго порядка (рис. 6.20), достаточно выбрать $C_1 = C_2 = C$, $2R_1 = R_2 = 2R$, $R_4 = 0$; R_3 в этом случае не нужен.

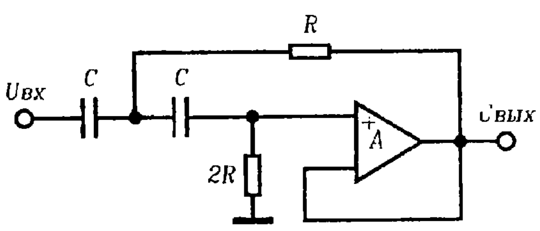


Рис. 6.20. ФВЧ Баттерворта 2-го порядка.

3. ФВЧ с многопетлевой обратной связью (рис. 6.21).

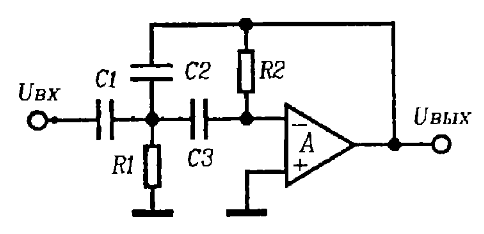


Рис. 6.21. ФВЧ с многопетлевой обратной связью.

Общие св—ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка. Инвертирующий	Можно реализовать фильтры со значением K, меньшим единицы.	Большой диапазон номиналов элементов. Сложность настройки.
Малые и средние значения добротности.	Относительно небольшая чувствительность к отклонениям значений элементов.	Коэффициент передачи равен отношению емкостей двух конденсаторов, менее стабильному, чем отношение резисторов. Нужны три конденсатора.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{-\left(\frac{C_1}{C_2}\right)s^2}{s^2 + s\left(\frac{C_1}{C_2C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1R_2C_2C_3}} .$$

Параметры схемы:

коэффициент передачи:

$$|K| = C_1/C_2 ,$$

частота полюса:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_2C_3}} ,$$

добротность:

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2}}{\frac{C_1}{\sqrt{C_2C_3}} + \left(\frac{C_3}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_3}\right)^{1/2}} .$$

Номиналы элементов.

Для удобства выбора номиналов конденсаторов положим $C_1 = C_3 = C$, тогда

$$C_2 = C/|K| ,$$

$$R_1 = \frac{|K|}{R_2\omega_0^2C^2} \quad \text{и} \quad R_2 = \frac{Q_F(2\cdot|K|+1)}{\omega_0 C} .$$

Настройка.

Настройка фильтра оказывается сложной задачей, поскольку в схеме имеются только два резистора, а Q и ω_0 одновременно зависят от сопротивлений обоих резисторов. Подстройка Q_F и ω_0 проводится методом последовательных приближений. Коэффициент передачи равен отношению конденсаторов, поэтому его нельзя отрегулировать изменением какого-либо из резисторов. Для упрощения настройки схемы можно ввести в нее подстроечный конденсатор.

Параметры схемы K, Q_F и ω_0 мало чувствительны к неточностям значений R и C, но это достоинство достигается за счет широкого диапазона номиналов элементов даже при достаточно умеренных значениях коэффициента передачи и добротности. При увеличении Q_F и K диапазон номиналов элементов еще более расширяется. По этой причине, с учетом реальных величин сопротивлений и емкостей, произведение $K\cdot Q_F$ ограничивается величиной порядка 100. В схемах с большим значением Q_F конечная полоса пропускания ОУ вызывает значительные погрешности на высоких частотах, где коэффициент усиления ОУ падает.

Еще один недостаток схемы состоит в том, что коэффициент передачи фильтра определяется отношением емкостей двух конденсаторов, которые, как правило, менее стабильны, чем резисторы. Кроме того, габариты конденсаторов больше и они дороже резисторов, поэтому, по возможности, число их следует сводить к минимуму, в этой же схеме их используется целых три.

4. ФВЧ на основе конверторов полного сопротивления (рис. 6.22).

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_6}\right)s^2}{s^2 + \frac{1}{R_8C_7}s + \frac{R_2}{R_1R_4R_6C_3C_7}} .$$

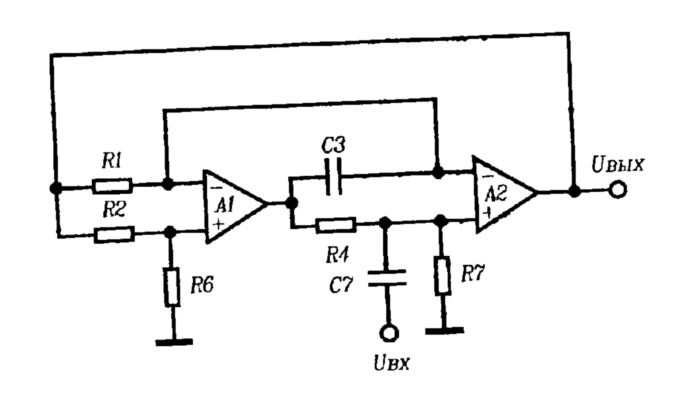


Рис. 6.22. ФВЧ на основе конверторов полного сопротивления.

Общие св—ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Достижимы как малые, так и большие значения добротности.	Требуются два ОУ.
Неинвертирующий.	Невысокая чувствительность Q, K и ω_0 к отклонениям значений элементов от номиналов (всегда меньше 1). Возможна независимая настройка Q, K и ω_0. Большие значения добротности достигаются без чрезмерного расширения диапазона номиналов элементов.	

Параметры схемы: $K = 1 + R_2/R_6$,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_4 R_6 C_3 C_7}},$$

$$Q_F = R_8 C_7 \omega_0 .$$

Номиналы элементов.

Несмотря на наличие пяти резисторов и двух конденсаторов, расчет элементов по приведенным формулам оказывается довольно простым.

Настройка.

Коэффициент передачи устанавливается резистором R_2.

Частота среза ω_0 устанавливается резистором R_4.

Добротность Q_F устанавливается резистором R_8.

Каждый из параметров схемы можно устанавливать независимо от других.

Эта схема особенно хороша для построения фильтров с высокой добротностью Q_F, поскольку она некритична к отклонениям значений элементов от номинальных, проста в настройке и не требует применения элементов с большим разбросом номиналов. Эти преимущества достигаются за счет введения дополнительного ОУ и большего числа резисторов. Однако включение еще одного ОУ может привести к увеличению дрейфа и шумов в схемах с малыми уровнями сигналов.

Схемы полосовых фильтров

1. ПФ с вещественными полюсами (рис. 6.23).

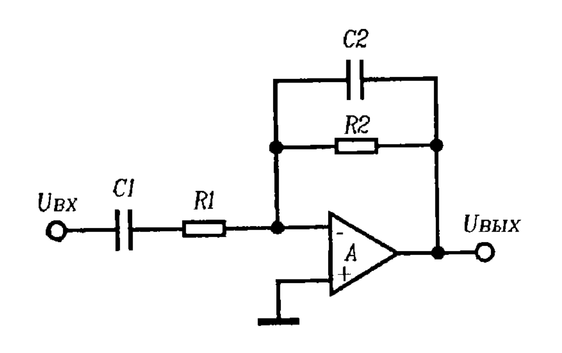


Рис. 6.23. ПФ с вещественными полюсами.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{-\frac{1}{R_1C_2}s}{\left(s+\frac{1}{R_1C_1}\right)\left(s+\frac{1}{R_2C_2}\right)}.$$

Частоты полюсов равны

$$\omega_1 = 1/R_1C_1 \quad \text{и} \quad \omega_2 = 1/R_2C_2 \quad \text{(рад/с)}.$$

Схема на рис. 6.23 представляет собой обычный инвертирующий усилитель с двумя дополнительными конденсаторами, обеспечивающими спад коэффициента усиления на низких и высоких частотах (рис. 6.24). Эту схему лучше всего использовать как широкополосный фильтр, в котором нижняя и верхняя частоты среза отличаются минимум на декаду. В этом случае частоты полюсов будут практически равны частотам среза по уровню –3 дБ. Обычно нижняя частота среза определяется величиной $1/R_1C_1$, а верхняя — $1/R_2C_2$. В этом случае коэффициент передачи в полосе пропускания будет равен отношению сопротивлений резисторов $-R_2/R_1$. Отметим, что если $1/R_2C_2$ определяет нижнюю частоту среза, а $1/R_1C_1$ — верхнюю, то коэффициент передачи в полосе пропускания равен отношению емкостей конденсаторов $-C_1/C_2$, а нужно всегда помнить, что конденсаторы не так стабильны, как резисторы.

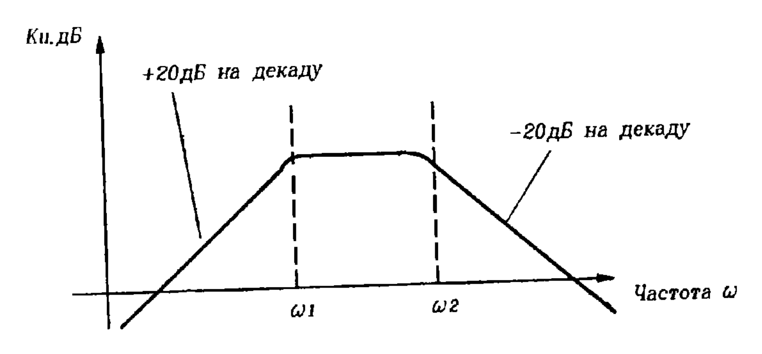


Рис. 6.24. Частотная характеристика ПФ с вещественными полюсами.

2. ПФ с многопетлевой обратной связью (рис. 6.25).

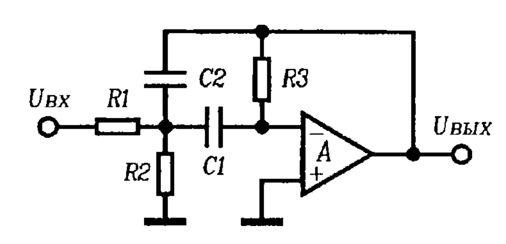


Рис. 6.25. ПФ с многопетлевой обратной связью.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Инвертирующий.	Введение положительной обратной связи позволяет получать значения Q вплоть до 20. Невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов от номиналов. Широкий диапазон номиналов элементов можно уменьшить введением положительной обратной связи.	Коэффициент передачи и добротность должны удовлетворять условию $\|K\| < 2Q^2$.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{-\frac{1}{R_1C_2}s}{s^2+\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{R_3}s+\frac{1}{R_3C_1C_2}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}.$$

Параметры схемы:

$$|K| = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{C_1}{(C_1 + C_2)} ,$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} ,$$

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_3}{R_2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right)^{1/2}}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{1/2}} ,$$

полоса пропускания по уровню –3 дБ:

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_3}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) .$$

Номиналы элементов.

Выберем $C_1 = C_2 = C$, тогда

$$R_1 = \frac{Q_F}{|K| C \omega_0} ,$$

$$R_2 = \frac{Q_F}{(2Q_F{}^2 - |K|) C \omega_0} , \qquad R_3 = \frac{2Q_F}{C \omega_0} .$$

Для получения реальных (неотрицательных) значений сопротивлений должно выполняться условие $|K| < 2Q_F^2$.

Настройка.

Настройка этой схемы представляет определенную сложность, так как ω_0 и Q_F зависят от сопротивлений одних и тех же резисторов, однако при малых значениях Q_F это не очень критично. При больших значениях Q_F, когда настройка должна быть достаточно точной, применяется схема с положительной обратной связью (рис. 6.26). Отметим, что центральную частоту можно изменять независимо от $\Delta\omega$ с помощью R_1 или R_2 (но при этом изменяется и коэффициент передачи K).

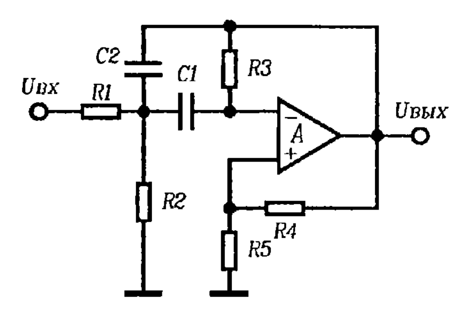


Рис. 6.26. Применение положительной обратной связи в полосовых фильтрах.

Передаточная функция схемы имеет вид:

$$T(s) = \frac{-(1+m)\frac{1}{R_1 C_2} s}{s^2 + \left[\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{R_3} - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\frac{m}{C_2}\right] s + \frac{1}{R_3 C_1 C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

где $m = \frac{R_5}{R_4}$.

Номиналы элементов.

Выберем $C_1 = C_2 = C$. Номиналы остальных элементов лучше вычислять последовательными приближениями, так как некоторые явные выражения довольно сложны.

Выбираем некоторое значение m $(0 < m < 1)$.

После этого вычисляем

$$R_1 = \frac{(1+m)Q_F}{|K| \omega_0 C} ,$$

$$R_3 = \frac{1}{2mQ_F |K| \omega_0 C}\left(\sqrt{1 + 8mQ_F{}^2} - 1\right) ,$$

$$1/R_2 = R_3 C^2 \omega_0{}^2 - \frac{1}{R_1} .$$

Если номиналы элементов слишком отличаются друг от друга, следует увеличить значение m. Если сопротивление R_2 получается отрицательным, нужно попробовать другое значение m.

3. ПФ на основе конверторов полного сопротивления (рис. 6.27).

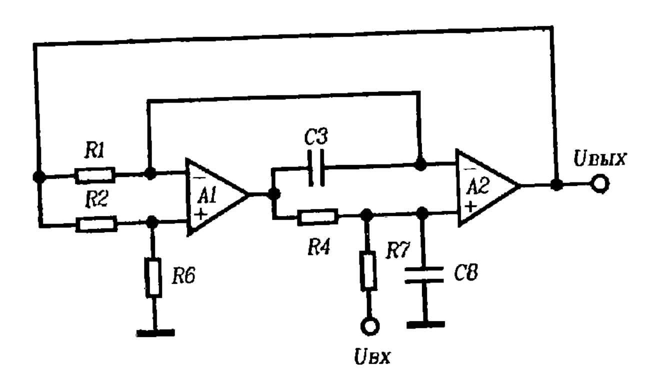


Рис. 6.27. ПФ на основе конверторов полного сопротивления.

Общие св-ва	Достоинства	Недостатки
Малые и большие значения добротности.	Невысокая чувствительность Q, K и ω_0 к отклонениям значений элементов от номиналов (всегда меньше 1).	Требуются два ОУ.
Неинвертирующий.	Простота настройки.	
	Большие значения Q достигаются при небольшом диапазоне номиналов элементов.	

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{s\left(1+\frac{R_2}{R_6}\right)\frac{1}{R_7C_8}}{s^2+\frac{1}{R_7C_8}s+\frac{R_2}{R_1R_4R_6C_3C_8}} .$$

Параметры схемы:

$$K = 1 + R_2/R_6 ,$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1R_4R_6C_3C_8}} ,$$

$$Q_Г = R_7C_8\,\omega_0 ,$$

полоса пропускания по уровню -3 дБ:

$$\Delta\omega = 1/R_7C_8 .$$

Номиналы элементов.

Несмотря на наличие пяти резисторов и двух конденсаторов, расчет элементов по приведенным формулам оказывается довольно простым. Настройка схемы сводится к операциям установки

— коэффициента передачи — резистором R_2,
— резонансной частоты ω_0 — резистором R_4.
— добротности $Q_Г$ — резистором R_7.

Эта схема особенно хороша для построения фильтров с высокой добротностью $Q_Г$, поскольку она некритична к отклонениям значений элементов от номинальных, проста в настройке и не требует применения элементов с большим диапазоном номиналов. Эти преимущества достигаются за счет использования двух ОУ. Однако включение еще одного ОУ может привести к увеличению дрейфа и шумов в прецизионных схемах.

Полосно-подавляющие фильтры

1. ППФ с многопетлевой обратной связью (рис. 6.28).

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{K\left[s^2+s\left(\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1}{R_2C_2}-\frac{R_3}{R_4}\cdot\frac{1}{R_1C_1}\right)+\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}\right]}{s^2+s\left(\frac{1}{R_2C_1}+\frac{1}{R_2C_2}\right)+\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} .$$

5 Заказ 307

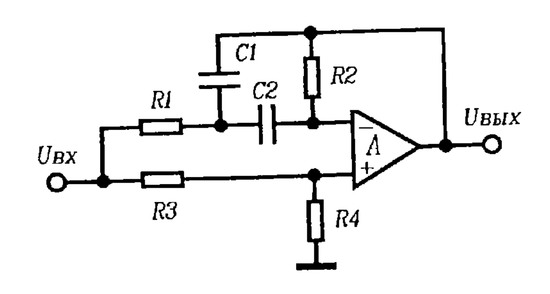


Рис. 6.28. ППФ с многопетлевой обратной связью.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Неинвертирующий.	Применяется один ОУ. Требуются только два конденсатора.	Необходимо точное согласование элементов. Малые значения добротности. Сложность настройки. Ослабляет сигналы в полосе пропускания.

Средняя частота подавления:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} .$$

Коэффициент передачи в полосе пропускания:

$$K = \frac{R_4}{R_3 + R_4} .$$

Добротность:

$$Q_F = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2}}{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^{1/2} + \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^{1/2}} .$$

Для получения нулевого коэффициента передачи (бесконечного ослабления) на частоте ω_0, должно выполняться соотношение:

$$\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} .$$

Этот фильтр похож на рассмотренный ранее ПФ с многопетлевой обратной связью. Его можно рассматривать как комбинацию из полосового фильтра, собранного на основе инвертирующего входа ОУ, и линейного усилителя с постоянным коэффициентом передачи (определяемым резисторами R_3 и R_4), образованного неинвертирующим входом ОУ. Сигнал ПФ вычитается из сигнала линейного усилителя. Для получения нулевого коэффициента передачи на частоте подавления должно соблюдаться приведенное выше соотношение между элементами. Неточности подбора номиналов элементов, их дрейф и старение приводят к значительному ухудшению свойств фильтра. Погрешности возрастают при увеличении добротности, поэтому фильтр оправдывает себя только при малых значениях Q_F. Кроме того, схема ослабляет сигналы в полосе пропускания, ее коэффициет передачи не может быть больше единицы.

Настройка фильтра представляет определенные сложности из-за взаимозависимости его параметров. Рекомендуемая последовательность действий сводится к следующему:

— установить ω_0 с помощью R_1 или R_3,
— подстроить коэффициент подавления с помощью R_3 или R_4.

Эта процедура не позволяет установить конкретные значения Q_F и K, поэтому приходится довольствоваться получающимися значениями. При необходимости точно установить все параметры схемы придется настраивать ее последовательными приближениями.

Показанную на рис. 6.28 схему можно использовать в качестве фазового фильтра, если изменить соотношения между значениями элементов:

$$\frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{2}{R_2}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) .$$

2. РФ с двойным Т-мостом (рис. 6.29).*

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{1 + s^2 R^2 C^2}{1 + 4RC(1 - k)s + s^2 R^2 C^2} .$$

* Разница между полосно-подавляющим (ППФ) и режекторным фильтром (РФ) с точки зрения их АЧХ сводится к ширине полосы подавления. Фильтры с узкой полосой, подобные рассматриваемому ниже, мы будем далее называть режекторными (РФ). — *Прим. ред.*

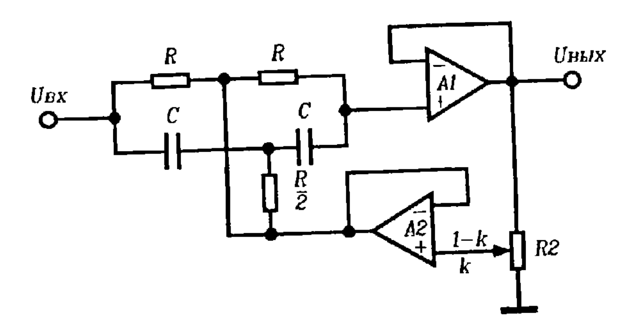


Рис. 6.29. РФ с двойным Т-мостом.

Общие св—ва	Достоинства	Недостатки
Неинвертирующий.	Высокое входное сопротивление.	Фиксированный коэффициент передачи (1).
Малые и средние значения добротности.	Возможность регулировки добротности с помощью R_2.	Необходимо тщательное согласование резисторов и конденсаторов.
		Необходимы два ОУ и три конденсатора.

Коэффициент передачи в полосе пропускания:

$$K = 1 .$$

Частота режекции:

$$\omega_0 = 1/CR .$$

Добротность:

$$Q_F = 1/4(1-k).$$

Эта схема применяется довольно широко, несмотря на то, что для нее необходимы два ОУ, три конденсатора и точное согласование значений резисторов и конденсаторов. Значение Q_F можно подстроить с помощью потенциометра R_2, причем $k = 1$ соответствует максимальному значению Q_F. Глубина режекции также определяется положением движка потенциометра. В результате приходится идти на компромисс между глубиной и шириной полосы подавления.

Степень подавления сигнала на частоте режекции сильно зависит от точности подбора резисторов и конденсаторов. Небольшое рассогласование значений элементов не только уменьшает глубину режекции, но и приводит к появлению на высоких частотах пары полюс-нуль.*

3. РФ на основе конверторов полного сопротивления (рис. 6.30).

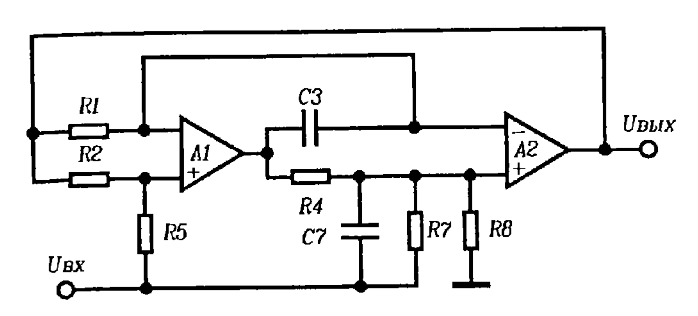


Рис. 6.30. РФ на основе конверторов полного сопротивления.

Общие св—ва	Достоинства	Недостатки
Неинвертирующий.	Возможны как малые, так и большие значения добротности.	Требуются два ОУ.
	Невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов от номиналов.	Фиксированный коэффициент передачи (1).
	Простота настройки.	Необходимы согласованные резисторы.
	Большие Q_F достигаются без чрезмерного расширения диапазона номиналов элементов.	

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{s^2 + \frac{R_2}{C_7}\left(\frac{1}{R_2R_7} - \frac{1}{R_5R_8}\right)s + \frac{R_2}{R_1R_4R_5C_3C_7}}{s^2 + \frac{1}{C_7}\left(\frac{1}{R_7} - \frac{1}{R_8}\right)s + \frac{R_2}{R_1R_4R_5C_3C_7}} .$$

* Что может привести к нестабильности схемы. — *Прим. ред.*

Частота режекции:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_4 R_5 C_3 C_7}} .$$

Добротность

$$Q_F = \frac{R_7 R_8 C_7 \omega_0}{(R_7 + R_7)} .$$

Коэффициент передачи

$$K = 1 .$$

Для получения максимального подавления сигнала на частоте ω_0 необходимо, чтобы выполнялось соотношение:

$$R_2 R_7 = R_5 R_8 .$$

В этой схеме можно получить большое значение Q_F, что достигается за счет введения дополнительного ОУ. Она обладает такими достоинствами, как хорошая частотная характеристика, низкая чувствительность к отклонениям значений элементов, относительная простота настройки и возможность получения большого значения Q_F без расширения диапазона номиналов элементов. Однако второй ОУ вносит дополнительные смещения и шумы, что может ограничить применение схемы в прецизионных и малосигнальных устройствах.

Настройка.

Частота режекции ω_0 устанавливается резистором R_4.

Максимального подавления на частоте режекции добиваются последовательной подстройкой R_7 и R_8.

4. РФ с разными коэффициентами передачи на высокой частоте и на постоянном токе (рис. 6.31).

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_P}{Q_F} \cdot s + \omega_P^2} .$$

Частота полюса:

$$\omega_P = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_4 R_5 C_3 C_7}} .$$

Добротность:

$$Q_F = R_8 C_7 \omega_P .$$

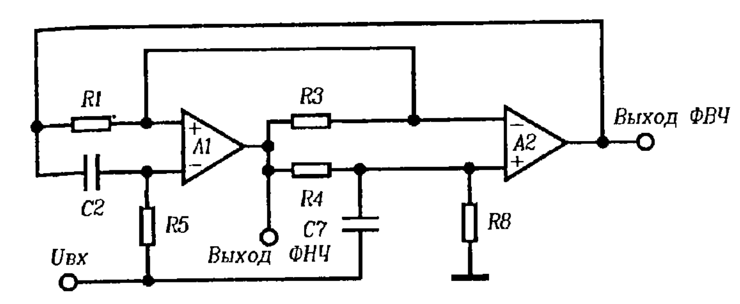


Рис. 6.31. РФ с разными коэффициентами передачи на высокой частоте и на постоянном токе.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Неинвертирующий.	Достижимы как малые, так и большие значения добротности.	Необходимы два ОУ.
Разные коэффициенты передачи на постоянном токе и на высокой частоте.	Необходимы только два конденсатора.	
	Невысокая чувствительность Q, K и ω_0 к отклонениям значений элементов от номиналов.	
	Простота настройки.	
	Большие значения добротности достигаются без чрезмерного расширения диапазона номиналов элементов.	

Частота режекции на выходе ФНЧ:

$$\omega_{zНЧ} = \omega_P\sqrt{\left(1+\frac{R_4}{R_8}\right)} .$$

Частота режекции на выходе ФВЧ:

$$\omega_{zВЧ} = \omega_P\sqrt{\left(1-\frac{R_1R_4}{R_3R_8}\right)} .$$

Коэффициент передачи на постоянном токе:

— по выходу ФНЧ $K = 1 + R_4/R_8$,

— по выходу ФВЧ $K = 1-\frac{R_1R_4}{R_3R_8}$.

Коэффициент передачи на высокой частоте:

$K = 1$ для обоих выходов.

Эта схема применяется в тех случаях, когда необходимо иметь различные коэффициенты передачи для сигналов с частотами, лежащими выше и ниже частоты режекции (т.е. на постоянном токе и на высокой частоте). Расчетные соотношения достаточно просты, и номиналы элементов можно вычислить непосредственно.

Настройка схемы осуществляется в следующей последовательности:

— настроить ω_Z с помощью R_4,
— настроить ω_P с помощью R_5,
— настроить Q_F с помощью R_8.

Схемы фазовых фильтров

1. ФФ первого порядка (рис. 6.32).

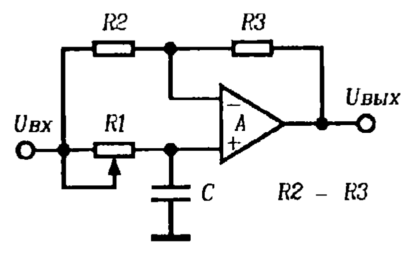


Рис. 6.32. ФФ первого порядка.

Свойства
Фильтр первого порядка.
Диапазон значений сдвига фазы 0° — 180° или 180° — 360°.
Единичный коэффициент передачи.
Используются один ОУ и один конденсатор.
Необходимы два одинаковых резистора.

На низких частотах конденсатор C практически не влияет на работу схемы, и она работает как повторитель с единичным коэффициентом передачи. На высоких частотах конденсатор C представляет собой короткое замыкание, и схема выполняет роль инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления R_3/R_2. Из этого следует, что для получения одинакового коэффициента передачи на низких и высоких частотах резисторы R_2 и R_3 должны быть равными. Фазовый сдвиг изменяется от 0° на низких до −180° на высоких частотах. Если резистор R_1 сделать переменным, схема превращается в регулируемый фазовращатель.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{1-s\frac{R_3}{R_2}\cdot R_1C}{1+sR_1C} .$$

Фазовый сдвиг (при $R_2 = R_3$):

$$\varphi = -2\,\mathrm{arctg}(R_1\cdot C\cdot\omega).$$

Для получения плоской АЧХ с постоянным и не зависящим от частоты коэффициентом передачи резисторы R_2 и R_3 должны быть равными. Лучше всего использовать для этого интегральную согласованную пару резисторов. На высоких частотах появляется погрешность фазового сдвига, связанная с конечной шириной полосы пропускания ОУ. Для повышения точности фазового сдвига на высоких частотах следует применять быстродействующий ОУ с широкой полосой пропускания.

Схема обеспечивает изменение фазового сдвига от 0° до 180° при увеличении частоты или R_3 от нуля до бесконечности (речь идет, есте-

ственно, о математической идеализации — *прим. ред.*). Для получения обратной зависимости (от 180° до 0°) нужно поменять местами C и R_1. В этом случае фазовый сдвиг равен:

$$\varphi = 180° - 2\,\mathrm{arctg}\,(R_1 C\,\omega) \quad (\text{при } R_2 = R_3).$$

2. ФФ на основе конверторов полного сопротивления (рис. 6.33).

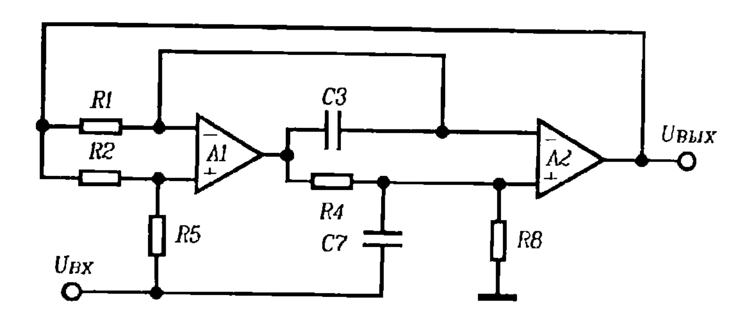


Рис. 6.33. ФФ на основе конверторов полного сопротивления.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Достижимы как малые, так и большие значения Q_F.	Используются два ОУ.
Фазовый сдвиг изменяется в диапазоне 0° — 360°.	Невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов от номиналов.	Фиксированный коэффициент передачи (1).
	Простота настройки.	
	Для получения линейной АЧХ требуются только два согласованных резистора $R_2 = R_5$.	
	Большие Q_F достигаются без чрезмерного расширения диапазона номиналов элементов.	

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{s^2 - s\dfrac{R_2}{R_5 R_8 C_7} + \dfrac{R_2}{R_1 R_4 R_5 C_3 C_7}}{s^2 + s\dfrac{1}{R_8 C_7} + \dfrac{R_2}{R_1 R_4 R_5 C_3 C_7}}\ .$$

Параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_4 R_5 C_3 C_7}}\ ,$$

$$Q_F = \omega_0 C_7 R_8\ ,$$

$$K = 1\ .$$

Требуемое соотношение сопротивлений резисторов:

$$R_2 = R_5\ .$$

Большие значения Q_F и невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов от номиналов достигаются за счет введения второго ОУ.

Настройка:

— установить ω_0 с помощью R_4 или R_5,
— установить Q_F с помощью R_8.

Фильтры с переменными параметрами

Такие схемы (рис. 6.34) имеют несколько выходов, причем их передаточные функции соответствуют различным типам фильтров — ФНЧ, ФВЧ и ПФ. Название этих устройств связано с методом решения дифференциальных уравнений, использовавшимся в аналоговых вычислительным машинах. Строятся они на основе интеграторов и сумматоров.

Передаточные функции по выходам:

ФНЧ — $$T_{ФНЧ}(s) = \frac{K_{НЧ}\cdot\omega_0^2}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2}\ ,$$

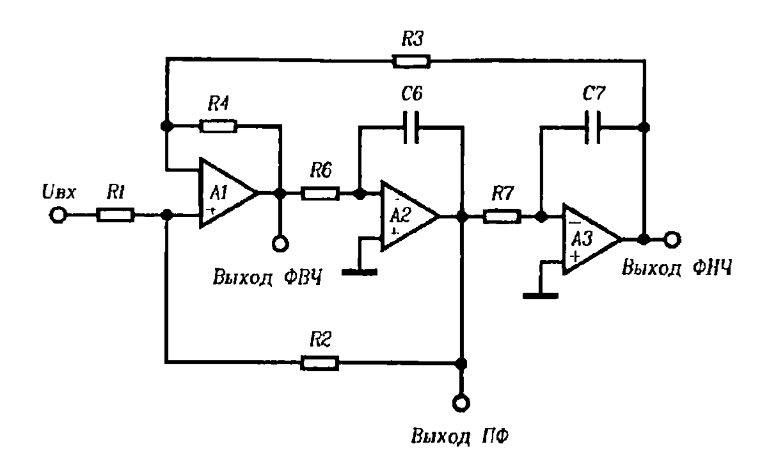


Рис. 6.34. Базовая схема фильтра с переменными параметрами.

Общие св–ва	Достоинства	Недостатки
Фильтр второго порядка.	Возможны как малые, так и большие (> 50) значения добротности. Невысокая чувствительность к отклонениям значений элементов от номинала. Простота настройки. Одновременная фильтрация сигнала с тремя передаточными характеристиками. Некритичность к частотным параметрам ОУ.	Требуются три ОУ.

$$\text{ПФ} \quad — \quad T_{\text{ПФ}}(s) = \frac{-K_{\text{РЕЗ}}\left(\dfrac{\omega_0}{Q_F}\right)s}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2},$$

$$\text{ФВЧ} \quad — \quad T_{\text{ФВЧ}}(s) = \frac{K_{\text{ВЧ}}s^2}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2};$$

где

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_3 T_1 T_2}},$$

$$Q_F = \frac{\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \dfrac{R_4}{R_3}\right)} \cdot \sqrt{\frac{R_4 T_1}{R_3 T_2}},$$

$$K_{\text{ВЧ}} = \frac{1 + \dfrac{R_4}{R_3}}{1 + \dfrac{R_1}{R_2}},$$

$$K_{\text{РЕЗ}} = \frac{R_2}{R_1},$$

$$K_{\text{НЧ}} = \frac{1 + \dfrac{R_3}{R_4}}{1 + \dfrac{R_1}{R_2}},$$

$$T_1 = R_6 C_6, \quad T_2 = R_7 C_7.$$

Схема состоит из сумматора на элементах A_1, R_1, R_2, R_3, R_4 и двух интеграторов — (A_2, R_6, C_6) и (A_3, R_7, C_7) с постоянными времени T_1 и T_2 соответственно. Как видно из приведенных выражений, номиналы элементов вычисляются достаточно просто. Настройка схемы сводится к следующим операциям:

— установить ω_0 с помощью R_4,
— установить Q_F с помощью R_1 или R_2.

Процедура настройки несколько усложнится, если необходимо также установить точное значение K.

В схемах с большими значениями добротности необходимо следить за тем, чтобы ОУ не входили в насыщение. Конечная ширина полосы про-

пускания операционных усилителей может стать причиной ухудшения характеристик фильтра на высоких частотах. При использовании ОУ с одинаковыми произведениями коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ω_A рад/с ($\omega_A = 2\pi f_A$ — *прим. ред.*)

$$\frac{Q_F'}{Q_F} = \left(1 + 4Q_F \cdot \frac{\omega_0}{\omega_A}\right) \quad \text{и} \quad \frac{\omega_0'}{\omega_0} = 1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_A} ,$$

где ω_0' и Q_F' — фактически получающиеся значения частоты полюса и добротности. Конечная ширина полосы пропускания ОУ снижает значение Q_F. При большимх добротностях (>50) схема может стать неустойчивой. Чтобы избежать этого, можно ввести в схему корректирующую цепь, разделив входной резистор одного из интеграторов (R_6 или R_7) на две части, одна из которых ($R_{КОМП}$) включается последовательно с конденсатором обратной связи (рис. 6.35). При этом $R_{КОМП} = 1/(C \cdot \omega_A)$.

Если в схеме используются только выходы ФНЧ и ПФ, из нее можно исключить сумматор, оставив только два интегратора (рис. 6.36). Такая схема описывается следующими выражениями:

$$T_{НЧ}(s) = \frac{K_{НЧ} \cdot \omega_0^2}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2} ,$$

$$T_{ПФ}(s) = \frac{-K_{РЕЗ}\dfrac{\omega_0}{Q_F}s}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2} ;$$

где $$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3}\right)} ,$$

$$Q_F = R_2 C_2 \omega_0 ,$$

$$K_{НЧ} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} ,$$

$$K_{РЕЗ} = \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} .$$

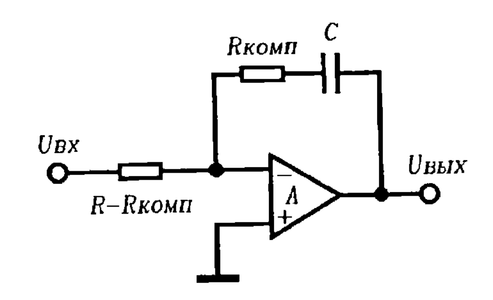


Рис. 6.35. Частотная коррекция схем с высокой добротностью.

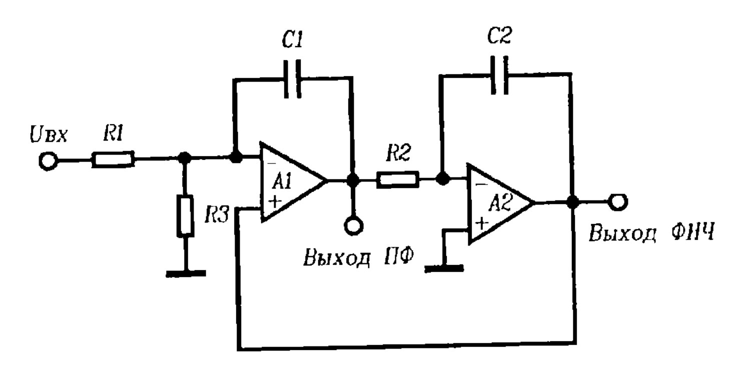


Рис. 6.36. Схема с двумя выходами (ФНЧ и ПФ).

Дополнив исходную схему еще одним ОУ, можно получить полосно-подавляющий фильтр. Дополнительный ОУ выполняет функцию сумматора сигналов с выходов ФНЧ и ФВЧ (рис. 6.37). В качестве активных элементов можно использовать микросхему счетверенного ОУ. Приведем выражения для параметров этой схемы, учитывая, что $R_3 = R_4$ и $R_8 = R_{10}$:

$$T_{ППФ}(s) = \frac{-K_{ПР}(s_0 + \omega_0^2)}{s^2 + s\dfrac{\omega_0}{Q_F} + \omega_0^2} ;$$

где $$T_1 = R_6 C_6 , \qquad T_2 = R_7 C_7 ,$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} , \quad Q_F = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\sqrt{\frac{T_1}{T_2}} , \quad K_{ПР} = \frac{R_9}{\left(1 + \dfrac{R_1}{R_2}\right) \cdot R_8} .$$

Таблица 6.1. *Сводка характеристик фильтров*

Продолжение таблицы 6.1

Тип	Саллена-Кэя	Фильтры с многопетлевой обратной связью	На основе конверторов полного сопротивления	Фильтр с переменными параметрами
Реализуемые передаточные функции.	ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ППФ (РФ), ФФ.	ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ППФ (РФ), ФФ.	ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ППФ (РФ), ФФ.	Возможно одновременное использование выходов ФНЧ, ФВЧ, ПФ.
Количество ОУ.	1	1	2	3
Значения добротности.	Малые и средние (< 20).	Малые и средние (< 20).	Малые и большие (до 100).	Малые и большие (до 100).
Чувствительность к допускам элементов.	Высокая.	Невысокая или средняя.	Невысокая.	Невысокая.
Диапазон номиналов элементов.	Умеренный.	Широкий.	Узкий или средний.	Узкий.
Настройка.	Легко настраиваются ω_0 и Q_F одновременно.	Простая независимая настройка ω_0 и Q_F, но не K.	Простая: можно настроить все три параметра (K, Q_F и ω_0) без итераций.	Простая: можно настроить все три параметра (K, Q_F и ω_0) без итераций.

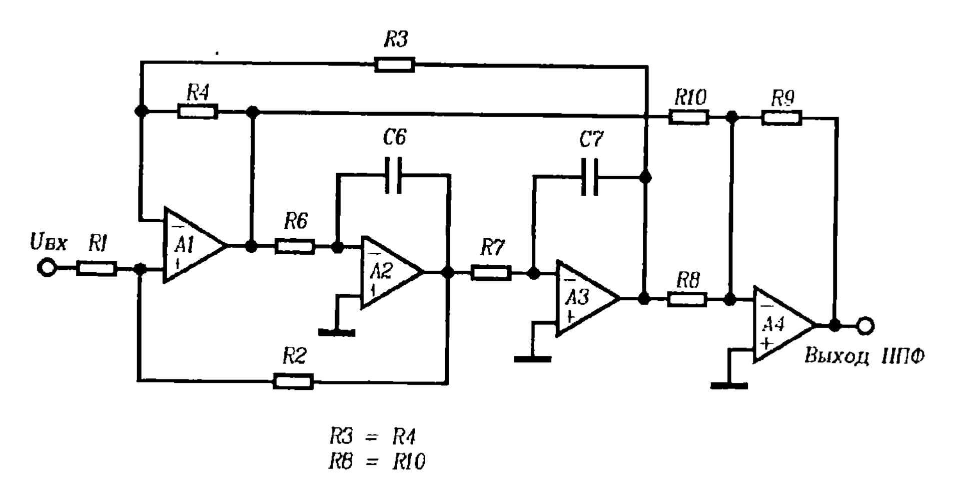


Рис. 6.37. ППФ на основе фильтра с переменными параметрами.

Заключение

Рассмотренные схемы фильтров сгруппированы по передаточным функциям (ФНЧ, ФВЧ, ПФ и др.), но их можно также сгруппировать по структуре схем, используемых для каждого фильтра. В табл. 6.1 приведены общие свойства фильтров второго порядка с различными структурами.

6.3. Управляемые фильтры

Управляемыми фильтрами называются фильтры, характеристики которых (граничные частоты, ширины полос, значения добротности и др.) можно изменять электронным способом. Возможными методами управления могут быть:

— цифровой с помощью двоичного кода, подаваемого на ЦАП;

— аналоговый, напряжением, подаваемым на умножитель или полевой транзистор, включенный как управляемый напряжением резистор;
— частотная или широтно-импульсная модуляция с использованием коммутируемого конденсатора.

Обычно управляемые фильтры строятся на основе рассмотренной выше схемы с переменными параметрами, управление которой осуществляется путем изменения постоянных времени интеграторов. Эта схема удобна тем, что в ней имеется несколько выходов (ФНЧ, ФВЧ, ПФ), кроме того, параметры Q_F и ω_0 можно изменять независимо друг от друга. На рис. 6.38 показана функциональная схема управляемого фильтра второго порядка. Схема приведена в упрощенном виде, более подробно интеграторы рассматриваются в следующей главе.

Данная схема описывается следующими выражениями.

Передаточные функции:

$$\text{ФНЧ:}\quad T_{ФНЧ}(s) = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1T_1T_2}}{s^2 + s\left(\dfrac{R_2}{R_1T_1}\right) + \dfrac{R_2}{R_4T_1T_2}}\,,$$

$$\text{ПФ:}\quad T_{ПФ}(s) = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1T_1}s}{s^2 + s\left(\dfrac{R_2}{R_1T_1}\right) + \dfrac{R_2}{R_4T_1T_2}}\,,$$

$$\text{ФВЧ:}\quad T_{ФВЧ}(s) = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1}s^2}{s^2 + s\left(\dfrac{R_2}{R_1T_1}\right) + \dfrac{R_2}{R_4T_1T_2}}\,.$$

Коэффициенты передачи в полосах пропускания:

ФНЧ: $K_{НЧ} = -R_4/R_1$,

ПФ: $K_{РЕЗ} = -R_3/R_1$,

ФВЧ: $K_{ВЧ} = -R_2/R_1$.

Параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_4T_1T_2}}\,,\quad Q_F = \frac{T_1R_3}{R_2}\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3^2T_1}{R_2R_4T_2}}\,.$$

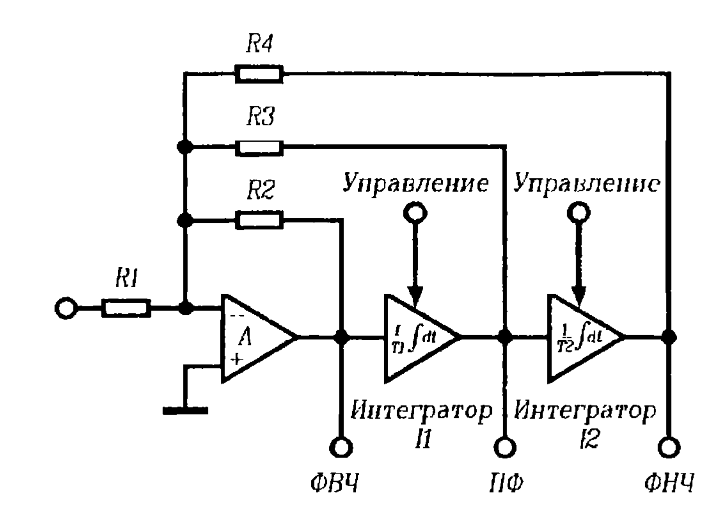


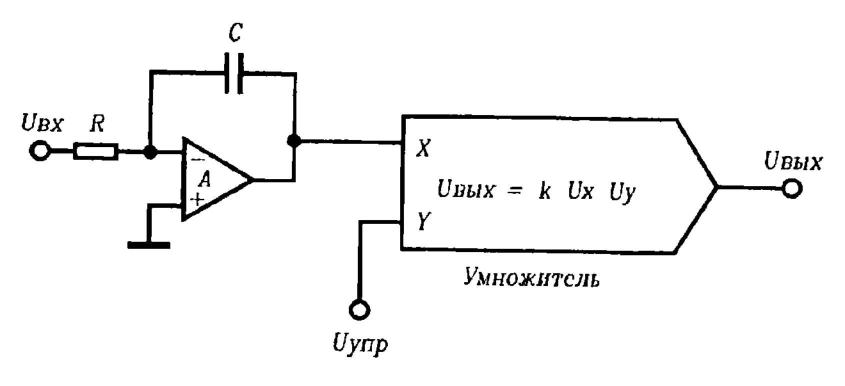
Рис. 6.38. Управляемый фильтр второго порядка.

Из этих выражений видно, что меняя постоянные времени интеграторов T_1 и T_2, можно управлять параметрами Q_F, ω_0 и шириной полосы пропускания независимо от коэффициентов передачи фильтра $K_{НЧ}$, $K_{РЕЗ}$ и $K_{ВЧ}$. Если изменять T_1 и T_2 в одинаковой пропорции, то можно управлять частотой ω_0, не затрагивая Q_F. Варьируя одну постоянную времени T_2, можно перестраивать центральную частоту ПФ или ППФ без изменения ширины полосы ω_0/Q_F.

Фильтры, управляемые напряжением

Основой для построения управляемого напряжением фильтра служит интегратор с переменой постоянной времени, представляющий из себя комбинацию из стандартного интегратора и аналогового умножителя (рис. 6.39). Отметим, что для того, чтобы интегратор стал неинвертирующим, достаточно сделать напряжение $U_{УПР}$ отрицательным. Следует помнить о том, что интегратор вносит дополнительные погрешности в виде постоянного смещения и шума, а умножитель должен быть достаточно быстродействующим, чтобы не влиять на частотную характеристику фильтра. Кроме того, линейность умножителя определяет как линейность схемы по входу управления, так и величину искажений, вносимых фильтром.

Описанную схему с переменными параметрами можно преобразовать в различные фильтры первого порядка, что и будет показано на последующих схемах. На рис. 6.40 показан управляемый напряжением ФНЧ.



$$U_{вых} = -\frac{kU_{упр}}{RC}\int U_{вх}\,dt$$

Постоянная времени интегратора $\tau = \dfrac{RC}{kU_{упр}}$

Рис. 6.39. Интегратор, управляемый напряжением.

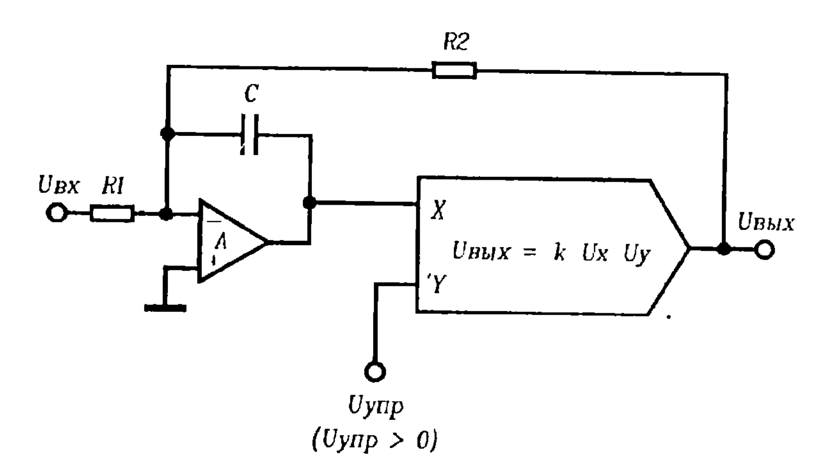


Рис. 6.40. ФНЧ первого порядка, управляемый напряжением.

Передаточная функция:

$$T(s) = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1}}{1 + s\left(\dfrac{R_2C}{kU_{УПР}}\right)}.$$

Коэффициент передачи на постоянном токе:

$$K_{НЧ} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Частота среза:

$$f_0 = \frac{kU_{УПР}}{2\pi R_2C} \text{ Гц}.$$

В таком фильтре удобно использовать, например, микросхему преобразователя напряжения в ток (см. разд. 4.6 — *прим. ред.*). Вместо аналогового умножителя можно применить умножающий ЦАП.

Фильтры с цифровым управлением

Интеграторы в фильтре с цифровым управлением строятся путем объединения обычного интегратора и ЦАП. Интегратор может быть включен до или после ЦАП, но в любом случае ЦАП должен быть умножающим (имеются в виду двухквадрантные ЦАП, т.е. допускающие подачу на вход как положительных, так и отрицательных напряжений — *прим. ред.*). Обычно применяется умножающий ЦАП с матрицей R–$2R$ (рис. 6.41). В данном случае в качестве выходного каскада используется интегратор выходного тока ЦАП, его выходное напряжение равно:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{N}{RC}\int U_{ВХ}\,dt.$$

Постоянная времени интегратора:

$$T = \frac{RC}{N},$$

где N — дробное число, определяемое сигналами на цифровых входах. Например, для 8-битного ЦАП при входном коде 0000 0000 $N = 0$; при коде 1000 0000 $N = 1/2$; при коде 1111 1111 $N = 255/256$. Линейность характеристики управления зависит от линейности ЦАП. При переключении кодов на цифровых входах ЦАП возможно появление кратковременных импульсных помех, которые могут вызвать нежелательные переходные процессы в фильтрах с большим значением добротности Q_F.

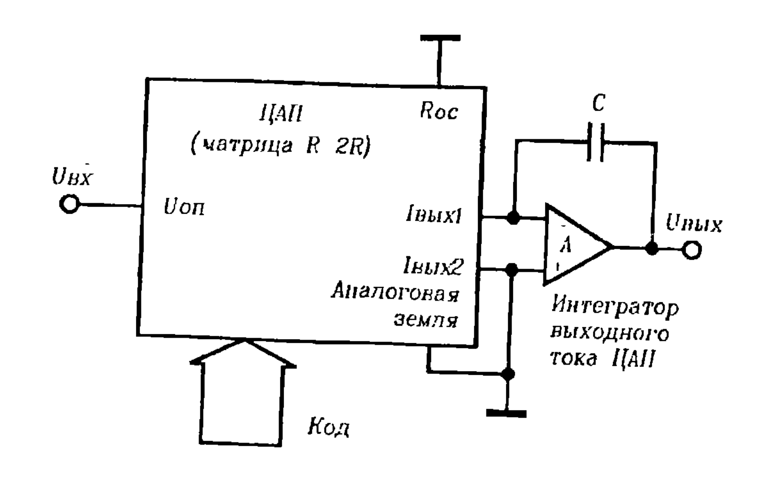


Рис. 6.41. Интегратор для фильтра с цифровым управлением.

Применение коммутируемых конденсаторов

При использовании этого метода для построения разнообразных аналоговых устройств, например аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, измерительных схем, фильтров и т.п., применяются аналоговые ключи, конденсаторы и ОУ. Основная идея метода заключается в имитации таких элементов, как резисторы, путем быстрого заряда и разряда конденсатора. Этот метод оказывается наиболее подходящим для СБИС, выполненных по МОП-технологии, поскольку он позволяет реализовать в микросхемах аналоговые функции с помощью таких стандартных элементов, как МОП-транзисторы и конденсаторы небольшой емкости (пикофарады). Благодаря этому удается избежать применения таких традиционных элементов, как прецизионные и высокоомные резисторы, индуктивности и конденсаторы большой емкости, которые невозможно получить в рамках интегральной технологии.

Простейший элемент с коммутируемым конденсатором показан на рис. 6.42. Два ключа замыкаются и размыкаются противофазными управляющими импульсами так, что одновременно оба ключа никогда не бывают замкнуты (т.е. выключение одного ключа происходит раньше, чем включение другого).

Когда SW_1 замкнут (SW_2 разомкнут), конденсатор заряжается до напряжения U_1. Когда конденсатор подключается к точке 2 (SW_1 разомкнут, SW_2 замкнут), со стороны 1 на сторону 2 передается заряд ΔQ, причем

$$\Delta Q = C\Delta U = C(U_1 - U_2).$$

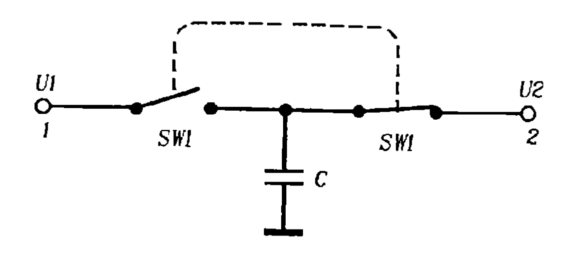


Рис. 6.42. Простейший элемент с коммутируемым конденсатором.

Если заряд передается со стороны 1 на сторону 2 с частотой $f_{\text{ТАКТ}}$ раз в секунду, то средний ток, протекающий между точками 1 и 2, равен

$$I = f_{\text{ТАКТ}}\Delta Q = f_{\text{ТАКТ}}C\cdot(U_1 - U_2).$$

В результате, при условии, что наивысшая частота спектра сигналов U_1 или U_2 значительно меньше тактовой частоты $f_{\text{ТАКТ}}$, элемент с коммутируемым конденсатором можно представить эквивалентным резистором $R_{\text{ЭКВ}}$:

$$R_{\text{ЭКВ}} = (U_1 - U_2)/I = 1/C\cdot f_{\text{ТАКТ}}\ .$$

Таким образом, мы получаем резистор с цифровым управлением, который может послужить основой многих дискретно-аналоговых схем, сейчас же нас интересуют только управляемые фильтры.

Рассмотрим основные возможности, предоставляемые этим методом.

— Можно избавиться от резисторов. По возможности в микросхемах стараются избегать применения резисторов из-за больших погрешностей при их изготовлении, значительных температурных коэффициентов и большой площади, занимаемой ими на кристалле.
— Характеристики аналоговых схем, например, частоту среза фильтра, можно сделать прямо пропорциональными тактовой частоте $f_{\text{ТАКТ}}$.
— Характеристики схемы можно сделать зависящими от отношения конденсаторов, которые изготавливаются в микросхемах с высокой точностью (около 0,1%) и стабильностью.
— Можно получить большие значения эквивалентных резисторов. Например, диапазон возможных значений емкости конденсатора C составляет от долей пФ до 100 пФ (обычно 1пФ — 10пФ). Если C = 5 пФ и $f_{\text{ТАКТ}}$ = 1 кГц , то $R_{\text{ЭКВ}}$ = 200 МОм.

Однако у этого способа имеются и недостатки.

— Коммутационные помехи с тактовой частотой, проникающие в аналоговую часть схемы, могут привести к появлению пульсаций амп-

литудой до нескольких мВ в выходном аналоговом сигнале. Частота помехи, однако, обычно намного выше частоты аналогового сигнала и ее легко отфильтровать простейшим *RC*-фильтром.

— Перенос заряда (через проходные емкости МОП-ключей — *прим. ред.*) и токи утечки могут привести к большим смещениям по постоянному току. Иногда они достигают 100 мВ.

Упрощенная схема интегратора с применением коммутируемого конденсатора показана на рис. 6.43; ее можно использовать как составную часть управляемого фильтра с переменными параметрами. В этой схеме входной резистор заменен на элемент с коммутируемым конденсатором (рис. 6.42). Выходное напряжение такого интегратора определяется соотношением:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{f_{ТАКТ} C_1}{C_2} \int U_{ВХ}\, dt ,$$

а постоянная времени равна $T = C_2 / C_1 f_{ТАКТ}$.

Максимальная тактовая частота ограничена быстродействием ОУ и постоянной времени $r_{вкл}C$ (C — емкость коммутируемого конденсатора, $r_{вкл}$ — сопротивление открытого ключа). Таким образом, практически значение $f_{ТАКТ}$ ограничено несколькими мегагерцами. Минимальное значение $f_{ТАКТ}$ ограничивается смещениями, вызываемыми переносом заряда и токами утечки. В результате минимальное значение $f_{ТАКТ}$ составляет несколько сотен герц.

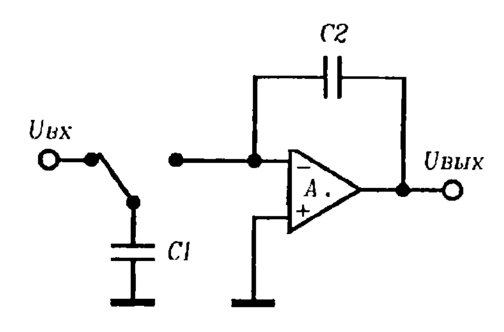


Рис. 6.43. Интегратор с коммутируемым конденсатором.

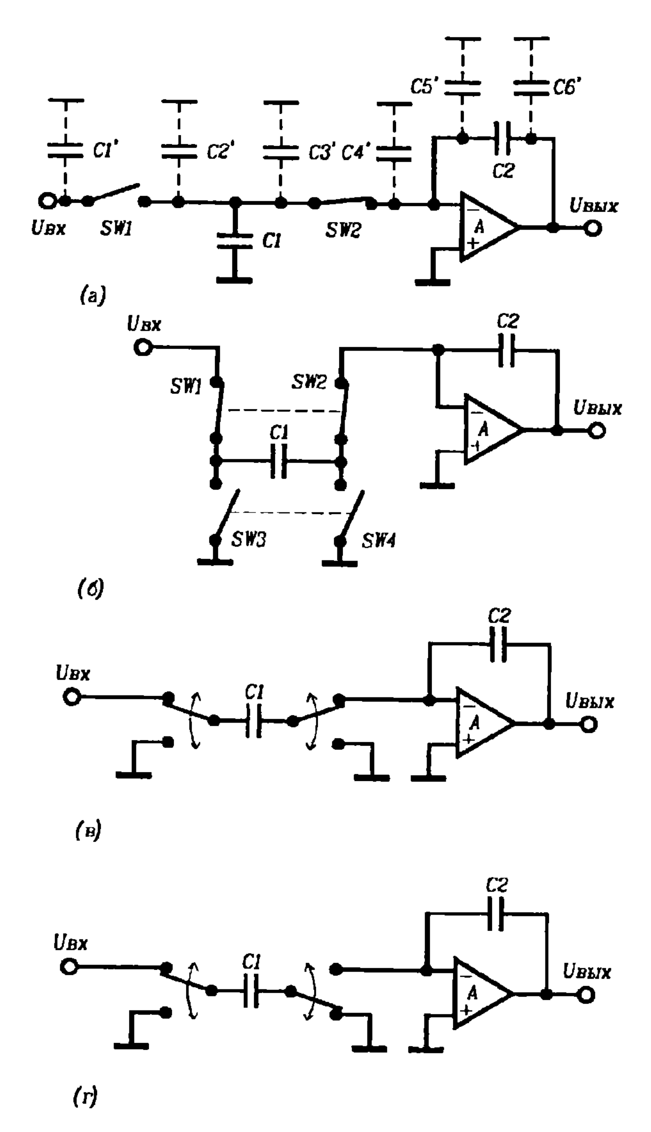


Рис 6.44. Схемы с коммутируемым конденсатором и нейтрализацией паразитных емкостей: а) схема с коммутируемым конденсатором и паразитными емкостями, б) схема с нейтрализацией паразитных емкостей, в) инвертирующее включение, г) неинвертирующее включение.

В рассмотренных схемах используются конденсаторы небольшой емкости (менее 100 пФ), поэтому в них возникают погрешности, связанные с переносом заряда и влиянием паразитных емкостей. Перенос заряда можно свести к минимуму оптимальной конструкцией ключа с применением согласованных транзисторов, с тем, чтобы заряд, переносимый через один из транзисторов ключа, компенсировался другим транзистором. На рис. 6.44а повторена схема интегратора с коммутируемым конденсатором (рис. 6.43), но с явным обозначением паразитных емкостей. Емкости C_1' и C_6' не влияют на работу схемы, так как они перезаряжаются от низкоомных источников соответственно входного и выходного сигналов. Емкости C_4' и C_5' соединены с виртуальной землей, и их влияние невелико. Однако емкости C_2' и C_3' включены параллельно C_1, поэтому они изменяют постоянную времени и вызывают погрешности в работе фильтра. Этих погрешностей можно избежать, применяя сдвоенный ключ, показанный на рис. 6.44б. Здесь влияние паразитных емкостей C_2' и C_3' устраняется введением дополнительных ключей SW_3 и SW_4 и изменением способа включения конденсатора C_1. Паразитные емкости в каждом цикле разряжаются и не участвуют в процессе передачи заряда, их влияние становится пренебрежимо малым. На рис. 6.44 показаны еще два интегратора с нейтрализацией паразитных емкостей для инвертирующего (рис. 6.44в) и неинвертирующего (рис. 6.44г) вариантов.

Промышленность предлагает несколько микросхем фильтров с коммутируемым конденсатором. Из них наиболее популярна дешевая микросхема MF10, которая содержит два фильтра второго порядка общего применения. Все конденсаторы, ключи и активные элементы находятся внутри корпуса DIL с 20 выводами. Для построения фильтров с произведением $Q_F \cdot f_0$ равным 200 кГц и частотами сигналов до 20 кГц требуется несколько внешних резисторов и синхронизирующий сигнал.

6.4. Практические вопросы проектирования фильтров

Стабильность параметров

Стабильность фильтра определяется тем, как сказываются на его характеристиках небольшие вариации параметров элементов схемы, возникающие из-за температурных дрейфов, погрешностей номиналов и старения. В некоторых случаях даже небольшое отклонение значения элемента фильтра от номинального может вызвать значительные изменения его характеристик.

Для рассмотренных ранее схем фильтров первого и второго порядков такие основные параметры, как частота полюса ω_0, добротность Q_Γ и коэффициент передачи в полосе пропускания K, можно представить в виде функций значений элементов схемы:

$$K = f_K(R_1, R_2 \cdots R_n, C_1, C_2, \cdots C_m)$$

$$Q_F = f_Q(R_1, R_2 \cdots R_n, C_1, C_2, \cdots C_m)$$

$$\omega_0 = f_{\omega_0}(R_1, R_2 \cdots R_n, C_1, C_2, \cdots C_m)$$

где $R_1, R_2, \cdots R_n$ и $C_1, C_2, \cdots C_m$ — значения резисторов и конденсаторов. Кроме того, в этих выражениях можно учесть такие побочные эффекты, как паразитные емкости и ограничения, накладываемые ОУ.

Чувствительность какого-либо параметра фильтра f к вариациям конкретного элемента x_i математически определяется выражением:

$$S_{x_i}^f = \frac{\dfrac{\Delta f}{f}}{\dfrac{\Delta x_i}{x_i}} \approx \frac{\delta f}{\delta x_i} \cdot \frac{x_i}{f},$$

где $S_{x_i}^f$ — чувствительность f к изменениям x_i.

Чувствительности параметров K, ω_0 и Q_F к вариациям элементов можно найти, беря частную производную соответствующего выражения по конкретному элементу, умножая ее на значение элемента, а затем деля результат на K, ω_0 или Q_F. Чувствительность равная 1 означает, что изменение значения элемента на 1% вызывает 1%-ое изменение параметра фильтра.

Общая погрешность параметра фильтра (в приведенном далее примере это Q_F) при вариациях значений всех элементов схемы находится суммированием чувствительностей по отдельным элементам:

$$\frac{\Delta Q_F}{Q_F} \approx \left(\left|S_{R_1}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1}\right) + \left(\left|S_{R_2}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2}\right) + \cdots + \left(\left|S_{R_n}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta R_n}{R_n}\right)$$

$$+ \left(\left|S_{C_1}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1}\right) + \left(\left|S_{C_2}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta C_2}{C_2}\right) + \cdots + \left(\left|S_{C_n}^{Q_F}\right| \cdot \frac{\Delta C_n}{C_n}\right),$$

причем вместо Q_F можно подставить любой другой параметр. Здесь предполагается наихудший случай, когда погрешности, вносимые отдельными элементами, суммируются.

Анализ чувствительности фильтра к вариациям элементов позволяет разработчику определить возможные для получения заданной характеристики допуски, выявляет те компоненты, погрешности которых сказываются на характеристиках фильтра в наибольшей степени, оценить необходимость введения подстроечных элементов.

Строго говоря, следовало бы определить в явном виде чувствительность всех параметров фильтра (K, Q_F и ω_0) к вариациям каждого элемента схемы. Задача, в общем, несложная, так как обычно можно найти явные зависимости K, Q_F и ω_0 от значений элементов, но она оказывается достаточно трудоемкой из-за большого числа компонентов. Как правило, после приобретения некоторого опыта, по виду выражений для K, Q_F и ω_0 можно "на глаз" определить, вариации каких элементов в наибольшей степени сказываются на характеристиках фильтра.

Настройка

Настройка фильтра заключается в подстройке значений одного или нескольких элементов для получения требуемой характеристики. Она бывает необходима для коррекции погрешностей характеристики, вызванных отклонениями элементов от номиналов и их неидеальностью, а также имеющимися в схеме паразитными емкостями и сопротивлениями. В схемах, где не нужна высокая точность, настройка обычно не требуется.

Как правило, настройка производится с помощью резисторов, а не конденсаторов. В гибридных и интегральных фильтрах в ходе технологического процесса используется лазерная подгонка резисторов, изменять же величину емкости таким способом затруднительно. В схемах фильтров на дискретных элементах можно использовать подстроечные резисторы с номиналами от сотен ом до нескольких мегаом, емкости подстроечных конденсаторов намного меньше и обычно не превышают 100 пФ.

Настройка схемы бывает необходима для получения требуемых коэффициента передачи K в полосе пропускания, добротности Q_F и частоты среза ω_0. В некоторых схемах невозможно одновременно настроить параметры K, Q_F и ω_0, используя отдельные резисторы для каждого из них. Один резистор может влиять сразу на два или более параметров. В этом случае настройку следует производить в определенной последовательности, с тем, чтобы ранее установленные величины не изменялись, и теми элементами, которые в минимальной степени влияют на другие параметры схемы. Иногда настройку проводят последовательными приближениями, прибегая к повторным регулировкам из-за невозможности настроить один параметр независимо от других. Для большинства рассмотренных ранее схем фильтров приводилась рекомендуемая последовательность действий при настройке.

Имеются два основных метода настройки — функциональный и "в процессе монтажа", сравнительные преимущества которых сведены в табл. 6.2. Как видно из этой таблицы, функциональная настройка более удобна для схем с небольшим числом элементов, а настройка в процессе монтажа — для сложных устройств. Иногда применяется комбинация обоих методов, когда при монтаже сначала определяются приближенные значения подстроечных резисторов, а затем производится точная подстройка параметров методом функциональной настройки.

Таблица 6.2. *Функциональная настройка и настройка в процессе монтажа.*

Функциональная настройка	В процессе монтажа
Функциональная настройка осуществляется в работающей схеме. Она заключается в измерении требуемых параметров и подстройке элементов до получения приемлемых значений всех характеристик.	Начинается с измерения значений отдельных элементов и, возможно, паразитных эффектов. Измерения производятся до монтажа или до включения схемы. Значения подстроечных резисторов, устанавливаемых в схему, рассчитывается по формулам.
Простая операция, не требующая предварительной подготовки, но трудоемка и не поддается автоматизации.	Требует значительной предварительной работы по расчету значений компонентов, но затем легко автоматизируется.

При выполнении настройки часто приходится определять значения Q_F и ω_0 различных звеньев первого и второго порядков. Иногда для определения этих двух параметров удобнее измерять фазовый сдвиг, а не коэффициент усиления, поскольку измерение фазы позволяет получить более точные значения Q_F и ω_0. В табл. 6.3 приведены методы определения Q_F и ω_0 для фильтров различных типов.

Таблица 6.3. *Измерение параметров фильтров при настройке.*

Фильтр	Передаточная функция	Измеряемые параметры
Нижних частот первого порядка	$\frac{K_{НЧ} \cdot \omega_0}{s + \omega_0}$	ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен −45° или коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ (т.е. в $\sqrt{2}$ раз).
Нижних частот второго порядка	$\frac{K_{НЧ} \cdot \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}s + \omega_0^2}$	ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен −90°, Q_F — отношение коэффициента усиления на ω_0 к коэффициенту усиления на постоянном токе.
Верхних частот первого порядка	$\frac{K_{ВЧ} \cdot s}{s + \omega_0}$	ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен +45° или коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ (т.е. в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с высокими частотами.
Верхних частот второго порядка	$\frac{K_{ВЧ} \cdot s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}s + \omega_0^2}$	ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен +90°, Q_F — отношение коэффициента усиления на ω_0 к коэффициенту усиления в полосе пропускания.
Полосовой	$\frac{\left(\frac{K_{РЕЗ} \cdot \omega_0}{Q_F}\right) \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}s + \omega_0^2}$	ω_0 — частота, на которой фазовый сдвиг равен 0°, $\Delta\omega$ — интервал между частотами, на которых фазовые сдвиги равны +45° и −45°, или ширина полосы пропускания по уровню −3 дБ, $Q_F = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$.
Полосно-подавляющий	$\frac{K_{ПР}\left(s^2 + \omega_0^2\right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}s + \omega_0^2}$	ω_0 — частота минимума усиления (частота режекции), $\Delta\omega$ — интервал между частотами, на которых фазовые сдвиги равны +45° и −45°, или ширина полосы пропускания по уровню −3 дБ, $Q_F = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$.
Фазовый первого порядка	$\frac{K_{Ф}(s - \omega_0')}{s + \omega_0}$	Если коэффициент усиления на постоянном токе равен коэффициенту усиления на высокой частоте, то $\omega_0 = \omega_0'$. Если $\omega_0 = \omega_0'$, то ω_0 равна частоте, на которой фазовый сдвиг равен −90°.
Фазовый второго порядка	$\frac{K_{Ф}\left(s^2 - \frac{\omega_0'}{Q_F'}s + \omega_0^2\right)}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_F}s + \omega_0^2}$	Если $\omega_0 = \omega_0'$, то коэффициенты усиления на постоянном токе и на высокой частоте равны. Частота ω_0 может быть определена как частота, на которой фазовый сдвиг равен 180°. Если $Q_F = Q_F'$ и $\omega_0 = \omega_0'$, то коэффициент усиления фильтра не зависит от частоты. Если $\omega_0 = \omega_0'$ и $Q_F = Q_F'$, то $\Delta\omega$ — интервал между частотами, на которых фазовые сдвиги равны 90° и 270°, $Q_F = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$.

Операционные усилители

1. Частотные свойства. Используемый ОУ должен быть достаточно быстродействующим (т.е. иметь достаточно большое произведение коэффициента усиления на ширину полосы — f_A), в противном случае качество фильтра будет зависеть от динамических свойств ОУ, и частотная характеристика фильтра может быть искажена. Чем шире полоса пропускания ОУ, тем меньше вносимая им частотная погрешность. Для схем с многопетлевой обратной связью рекомендуется выбирать ОУ, у которого f_A более чем в $50Q_F^2$ раз больше коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания для всего диапазона частот входных сигналов. Для других схем следует выбирать ОУ, у которого f_A более чем в $100Q_F$ раз больше коэффициента передачи фильтра во всей полосе пропускания.

Основная проблема, связанная с динамической характеристикой ОУ, состоит в том, что фильтр может оказаться неустойчивым и склонным к самовозбуждению из-за недостаточного запаса по фазе. Некоторые ОУ (как правило, быстродействующие) требуют внешней частотной коррекции с помощью конденсатора небольшой емкости, значение которой подбирается для конкретной схемы. Для ОУ с внутренней коррекцией показателем хорошей устойчивости является его стабильная работа с замкнутой петлей обратной связи в наихудшем случае: при единичном коэффициенте передачи и емкостной нагрузке.

2. Входное и выходное сопротивления. Выходное сопротивление ОУ должно быть достаточно малым. Как правило, для большинства из них оно не превышает 100 Ом. При работе на низкоомную или емкостную нагрузку, с чем приходится сталкиваться в некоторых схемах фильтров, может потребоваться дополнительный буфер.

К входному сопротивлению ОУ предъявляются более высокие требования, чем в других схемах. В некоторых случаях при использовании высокоомных резисторов (МОм и более) применяются ОУ с полевым входом. При этом следует учитывать входную емкость ОУ, которая может достигать десятков пФ.

3. Напряжение смещения и входные токи ОУ. Эти параметры не влияют на частотную характеристику фильтра, но приводят к появлению на его выходе постоянного смещения. Если фильтр не передает постоянной составляющей сигнала (ФВЧ или ПФ), то эти смещения не играют роли, при условии, конечно, что они не приводят к насыщению ОУ.

Резисторы

Минимальные значения резисторов ограничиваются либо максимальным выходным током ОУ (обычно около 30 мА), либо конечными со-

противлениями соединительных проводов (обычно менее 0,1 Ом), либо по соображениям рассеиваемой мощности. Максимальные значения резисторов ограничиваются входным сопротивлением ОУ, влиянием паразитных емкостей, сопротивлениями утечки и входными токами ОУ. При использовании ОУ с полевыми входами допускаются большие сопротивления резисторов. На высоких частотах (выше 10 кГц) следует избегать применения высокоомных резисторов (100 кОм и более) из-за влияния паразитных емкостей.

Если применяются дискретные элементы, лучше использовать металлопленочные резисторы и избегать применения угольных композитных резисторов. Это связано с тем, что металлопленочные резисторы имеют меньшие температурные коэффициенты (порядка $50 \cdot 10^{-6}$) и лучшую временную стабильность. В прецизионных схемах применяются металлофольговые или проволочные резисторы. Если для нормальной работы схемы важно отношение сопротивлений резисторов, выбирайте резисторы в одном корпусе с тем, чтобы скомпенсировать их температурные дрейфы.

Конденсаторы

Наименьшие значения конденсаторов на высоких частотах ограничиваются паразитными емкостями схемы (которые достигают нескольких пФ), а на низких частотах — сопротивлением изоляции и токами утечки. Максимальные значения конденсаторов обычно ограничиваются их физическими размерами и стоимостью (конденсаторы емкостью свыше 1 мкФ слишком велики и дороги). Обычно в фильтрах применяются конденсаторы следующих типов:

Керамические — небольшие по размерам и дешевые; диапазон емкостей от 10 пФ до 10 000 пФ. Особенно хороши конденсаторы типа NPO (аналоги — КМ-6, К10-17 и т.п. группы МП0 — *прим. ред.*) из-за их малых температурных коэффициентов емкости (ТКЕ) и высокой стабильности.

Металлизированные поликарбонатные — используются при больших значениях номиналов (от 0,001 до 10 мкФ) и превосходят по своим характеристикам конденсаторы других типов с таким же диапазоном емкостей.

Слюдяные — емкости от 10 до 10 000 пФ. Превосходят по габаритам конденсаторы остальных типов. Прецизионные особо стабильные конденсаторы (допуск до 0,5%), более дорогие.

Полистирольные — емкости до 10 000 пФ. Очень малые ТКЕ, большое сопротивление изоляции, но при этом чувствительны к перегреву (максимум 70°С), полистирол при неаккуратной пайке может расплавиться.

Устойчивость фильтров

Иногда, особенно в схемах с большой добротностью, фильтр оказывается неустойчивым и самовозбуждается. При появлении колебаний прежде всего попробуйте закоротить вход фильтра на землю, поскольку для устойчивой работы многих схем часто требуется источник сигнала с малым выходным сопротивлением. Если при закорачивании входа колебания срываются, а при снятии закоротки возникают вновь, то по-видимому, внутреннее сопртивление источника сигнала слишком велико и его нужно уменьшить.

Если и при закороченном на землю входе схема продолжает генерировать, проверьте входной импеданс измерительного прибора, которым вы пользуетесь, так как сам измерительный прибор может стать причиной самовозбуждения (особенно критична входная емкость осциллографа, вольтметра и т.п. — *прим. ред.*).

Если после указанных проверок схема продолжает возбуждаться, причину неустойчивости надо искать в ней самой. Если частота генерации лежит намного выше полосы пропускания, то, вероятнее всего, колебания возникают из-за нестабильности применяемых ОУ. Проверьте наличие корректирующих и развязывающих конденсаторов или попробуйте использовать ОУ другого типа.

Если частота колебаний находится вблизи частоты полюса, то, по всей вероятности, колебания вызваны неправильной настройкой самого фильтра. Такая проблема обычно возникает в высокодобротных схемах. В этом случае может потребоваться подстройка значений элементов. Если все эти меры не помогают, используйте другую схему, которая более устойчива при больших значениях добротности.

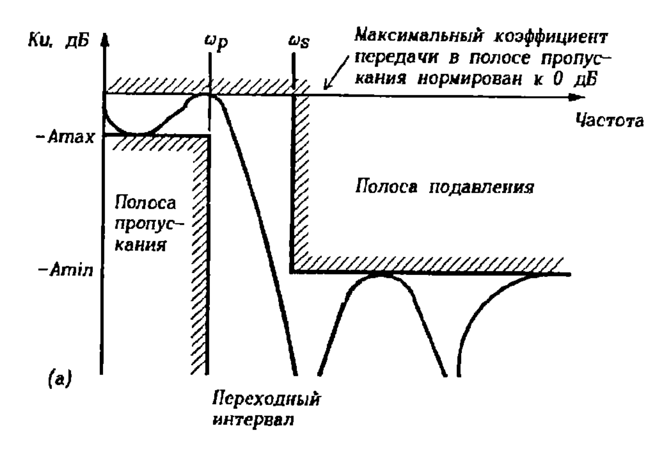
6.5 Проектирование фильтров высоких порядков

До сих пор рассматривались простые схемы фильтров первого и второго порядков, которые применяются в тех случаях, когда нет жестких требований к качеству фильтрации. Однако часто бывают необходимы фильтры, характеристики которых напоминают "кирпичную стену": с бесконечным ослаблением сигналов в полосе подавления и бесконечно резким переходом между полосами пропускания и подавления. Получить такую характеристику с помощью активных RC-фильтров невозможно, и передаточная функция может только приближаться к идеальной. Собственно, в этом и состоит проблема аппроксимации. Предъявляемые к фильтру требования обычно сводятся к обеспечению: а) приемлемой неравномерности коэффициента передачи в полосе пропускания, б) мак-

6 Заказ 307

симального ослабления в полосе подавления и в) минимальной ширины переходного интервала между полосами пропускания и подавления. Эти параметры для случая ФНЧ показаны на рис. 6.45. Кроме амплитудной характеристики фильтра, могут оказаться важными его фазовая и переходная характеристики.

Для получения такой характеристики может потребоваться фильтр высокого порядка (выше второго). Чем выше порядок фильтра, тем точнее он аппроксимирует идеальную характеристику с резкими границами. Однако, с повышением порядка фильтра возрастают его сложность, размеры и стоимость. Поэтому часто приходится идти на компромисс между требуемой характеристикой и сложностью схемы.



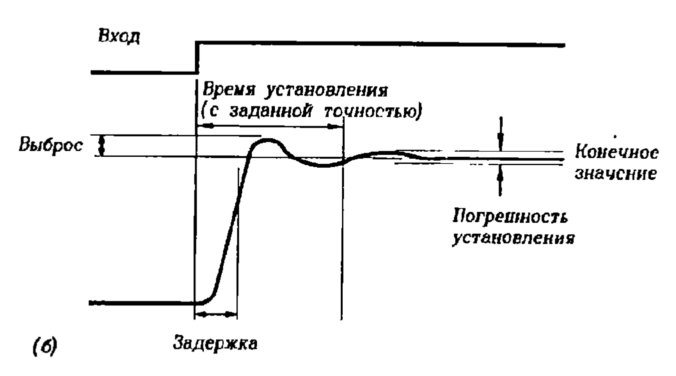


Рис. 6.45. Требования к параметрам фильтра: а) к амплитудной характеристике, б) к переходной характеристике.

Проектирование таких фильтров состоит из двух этапов:

— определение требуемой математической передаточной функции;
— проектирование схемы для реализации найденной математической функции.

Далее рассмотрены оба эти этапа, но весь материал вместить в книгу ограниченного объема невозможно. Поэтому в книге описан лишь общий подход к проблеме, но мы надеемся, что приведенных сведений окажется достаточно для большинства случаев. За подробностями рекомендуем обратиться к работам, приведенным в списке литературы.

Определение требуемой передаточной функции

Имеется несколько типов передаточных функций с различными свойствами, со своими достоинствами и недостатками. Мы сосредоточим свое внимание на трех наиболее известных типа передаточных функций — Баттерворта, Чебышева и Бесселя. Для большинства случаев их бывает достаточно. Будут рассмотрены и другие типы фильтров, но за более подробными сведениями о них лучше обратиться к специальной литературе.

Есть несколько способов определения наиболее подходящей передаточной функции. Можно выбрать передаточную функцию, исходя из приведенного ниже описания фильтров различных типов. Можно также выбрать ее по графикам необходимой зависимости коэффициента передачи или фазы от частоты, или по переходной характеристике. Описание более формализованных подходов можно найти в литературе.

Рассматриваемые далее типы фильтров считаются нормированными, т.е. их коэффициент передачи в полосе пропускания равен 1 (0 дБ), а частота среза — 1 рад/с. Для расчетов других фильтров (полосовых, верхних частот и т.д.) необходимо провести операции преобразования частот и масштабирования, которые рассмотрены в следующем разделе.

Фильтры Баттерворта (с максимально плоской характеристикой). Эти фильтры отличаются наибольшей равномерностью АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе подавления (рис. 6.46). Поскольку на АЧХ отсутствуют пульсации (максимумы и минимумы), каждое значение коэффициента передачи появляется на конкретной частоте только один раз. Такое свойство называется монотонностью характеристики фильтра.

Спад АЧХ за полосой пропускания составляет 20n дБ/декада, где n — порядок фильтра.

Максимально плоская АЧХ в полосе пропускания достигается за счет ухудшения линейности фазовой характеристики. Ее нелинейность приводит к фазовым искажениям, так как сигналы различных частот имеют разное время задержки. На переходной характеристике фильтра при этом появляется выброс и "звон" на вершине выходного импульса, величина которых возрастает при повышении порядка фильтра. Все корни передаточной функции ФНЧ Баттерворта являются полюсами, т.е. среди них нет нулей.

Фильтр Баттерворта можно использовать как хороший фильтр общего назначения, поскольку он имеет максимально плоскую АЧХ, умеренную фазовую нелинейность, приемлемую переходную характеристику и достаточно крутой спад АЧХ вне полосы пропускания. Эти свойства делают его одним из наиболее широко применяемых фильтров.

Фильтры Чебышева (фильтр равных пульсаций).

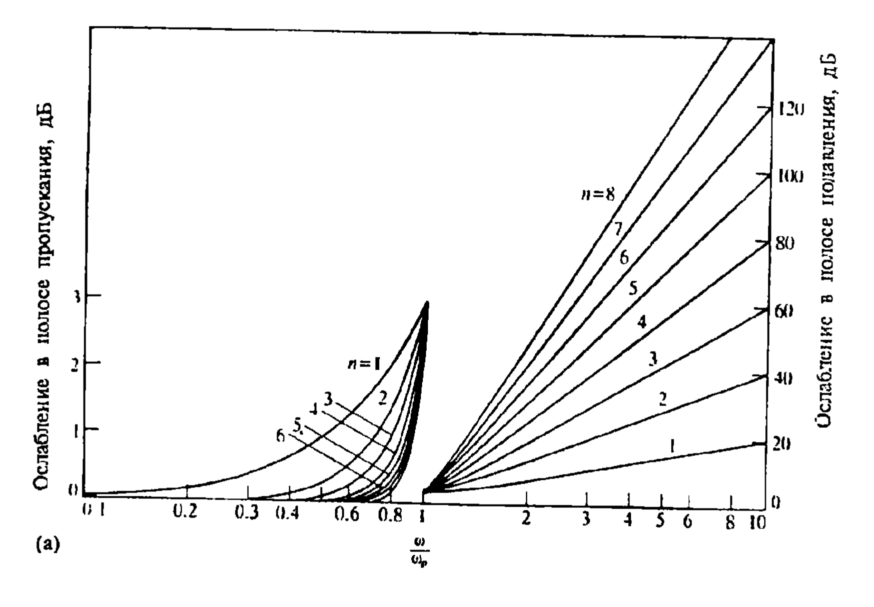
Фильтр Чебышева (рис. 6.47) характеризуется крутым спадом АЧХ и немонотонностью коэффициента передачи в полосе пропускания. Крутизна спада АЧХ достигается ценой появления существенных пульсаций на характеристике в полосе пропускания. Их величина лежит между уровнями 0.1 и 3 дБ.

Более крутой спад приводит и к увеличению нелинейности фазовой характеристики в полосе пропускания. Следовательно, возрастают и величина перерегулирования, и звоны на вершине выходного перепада. Фильтры Чебышева также не содержат нулей в передаточной функции.

Фильтры Чебышева используются в тех случаях, когда требуется наиболее крутой спад АЧХ за частотой среза. Фазовую характеристику можно сделать более линейной, дополнив фильтр фазовращателем, но при этом увеличиватеся общее время задержки.

Фильтры Бесселя (фильтры с линейной фазовой характеристикой или фильтры Томсона).

Фильтры Бесселя (см. рис. 6.48) имеют фазовую характеристику, максимально близкую к идеальной. Благодаря линейной фазовой характеристики, сигналы всех частот в полосе пропускания имеют одинаковые временные задержки. Однако это характерно только для фильтра Бесселя низших частот, другие фильтры Бесселя — ПФ, ППФ, ФВЧ — таким свойством не обладают (линейность фазовой характеристики ФНЧ Бесселя не сохраняется при операциях преобразования шкалы частот для получения фильтров с другими АЧХ).



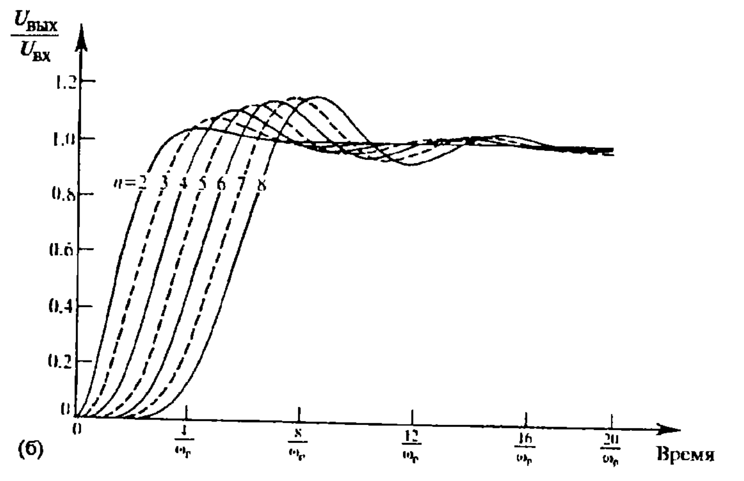


Рис. 6.46. Характеристики фильтра Баттерворта: а) амплитудная, б) переходная.

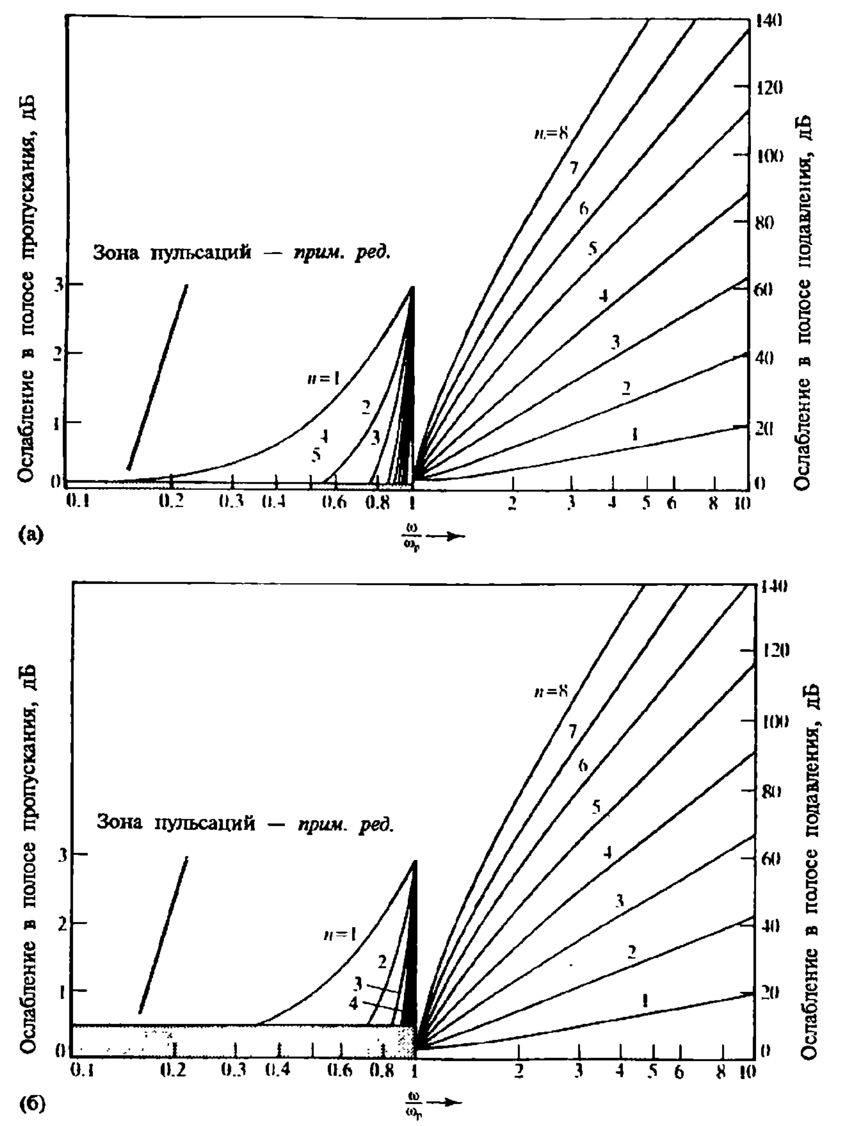
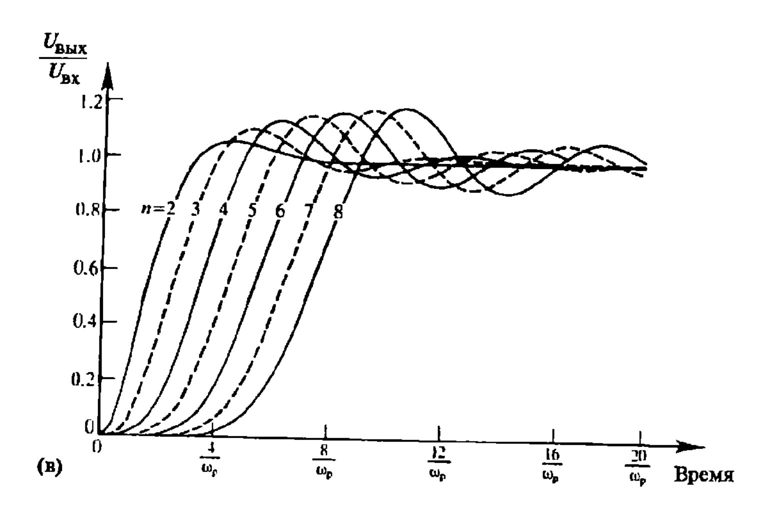


Рис. 6.47. Характеристики фильтра Чебышева: а) амплитудная (неравномерность 0,1 дБ), б) амплитудная (неравномерность 0,5 дБ).



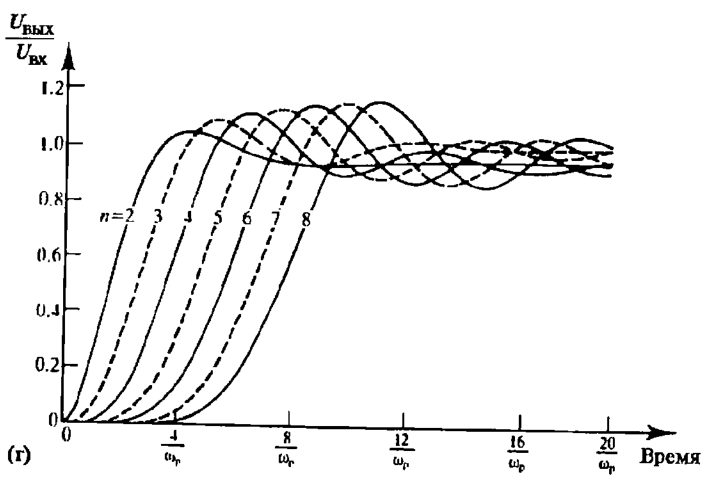


Рис. 6.47 (продолжение). Характеристики фильтра Чебышева: г) переходная характеристика (перерегулирование 0,1 дБ), д) переходная характеристика (перерегулирование 0,5 дБ).

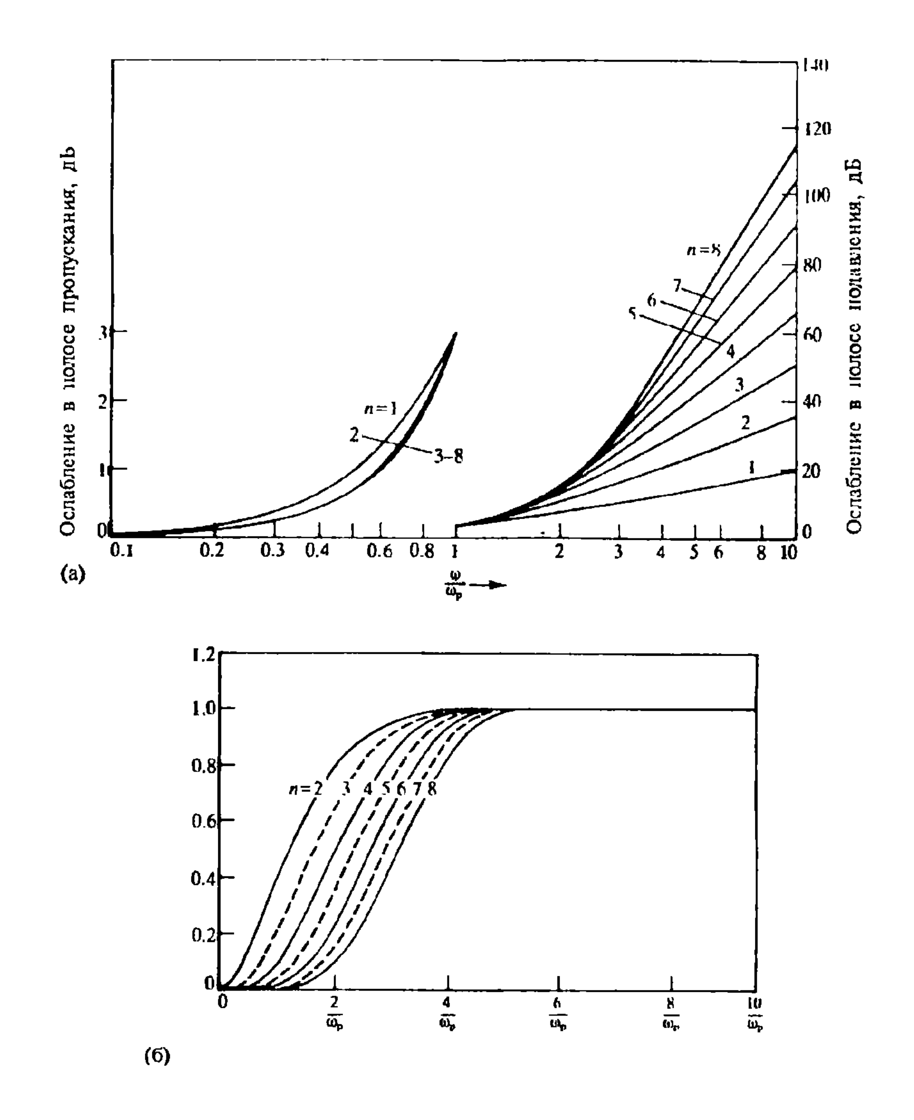


Рис. 6.48. Характеристики фильтра Бесселя: а) частотная, б) переходная

Переходная характеристика фильтра Бесселя имеет малую величи перерегулирования. Это особенно важно при работе с импульсными си налами, которые надо передавать с минимальными искажениями. Х рошая фазовая характеристика фильтров этого типа достигается цен ухудшения амплитудной характеристики. АЧХ не является максималь плоской в полосе пропускания и не имеет крутого спада. При этом о монотонна. Передаточные функции фильтров Бесселя содержат толь полюса.

Другие типы фильтров.

Фильтры Баттерворта, Чебышева и Бесселя получили наибольшее ра пространение. Рассмотрим кратко еще четыре типа — фильтры Батт рворта-Бесселя, фильтры Лежандра, инверсные фильтры Чебышева и э липтические фильтры.

Фильтры Баттерворта-Бесселя. Эти фильтры имеют промежуточну характеристику между максимально плоской АЧХ фильтра Баттерворта линейной ФЧХ фильтра Бесселя, в результате чего получается фильтр приемлемыми значениями равномерности амплитудной характеристики линейности фазовой.

Фильтры Лежандра (или оптимально монотонные). Они сочетают в се свойства фильтров Баттерворта и Чебышева. Их АЧХ не столь равно мерна, как у фильтра Баттерворта, но не содержит пульсаций, характер ных для фильтров Чебышева. Характеристика оптимально монотонная более крутой спад, чем у фильтра Баттерворта, достигается за счет ухуд шения равномерности АЧХ.

Инверсные фильтры Чебышева. Этот тип фильтров является инверсней обычных фильтров Чебышева в том смысле, что их характеристики мо нотонны в полосе пропускания, но содержат равномерные пульсации в полосе подавления (рис. 6.49а). Инверсный фильтр Чебышева применя ется в случаях, когда нет необходимости в максимальном ослаблении сигналов вне полосы пропускания, но АЧХ в полосе пропускания должна быть плоской. Пульсации коэффициента передачи в полосе подавления возникают из-за появления нулей в передаточной функции.

Эллиптические фильтры (фильтры Чебышева-Кауэра). АЧХ фильтров этого типа имеет пульсации как в полосе пропускания, так и в полосе подавления. При этом достигается максимальная крутизна спада АЧХ (рис. 6.49б).

Параметры фильтров различных типов приведены в табл. 6.4.

Таблица 6.4. *Параметры фильтров различных типов.*

	Эллиптические	Инверсные Чебышева	Чебышева	Лежандра	Баттерворта	Баттерворта-Бесселя	Бесселя
АЧХ.	Пульсации в полосе пропускания и полосе подавления.	Пульсации в полосе подавления.	Пульсации в полосе пропускания.	Оптимально монотонная.	Оптимально плоская.	Монтонная.	Монтонная.
Спад характеристики.	Очень крутой.	Крутой.	Крутой.		Умеренно крутой.		Менее крутой.
Линейность ФЧХ и передача импульса.	Очень плохие.	Плохие.	Плохие.		Средние.		Хорошие (очень малая величина перерегулирования).
Передаточная функция ФНЧ.	Полюса и нули.	Полюса и нули.	Только полюса.	Только полюса.	Только полюса.	Только полюса.	Только полюса (линейная ФЧХ только у ФНЧ).

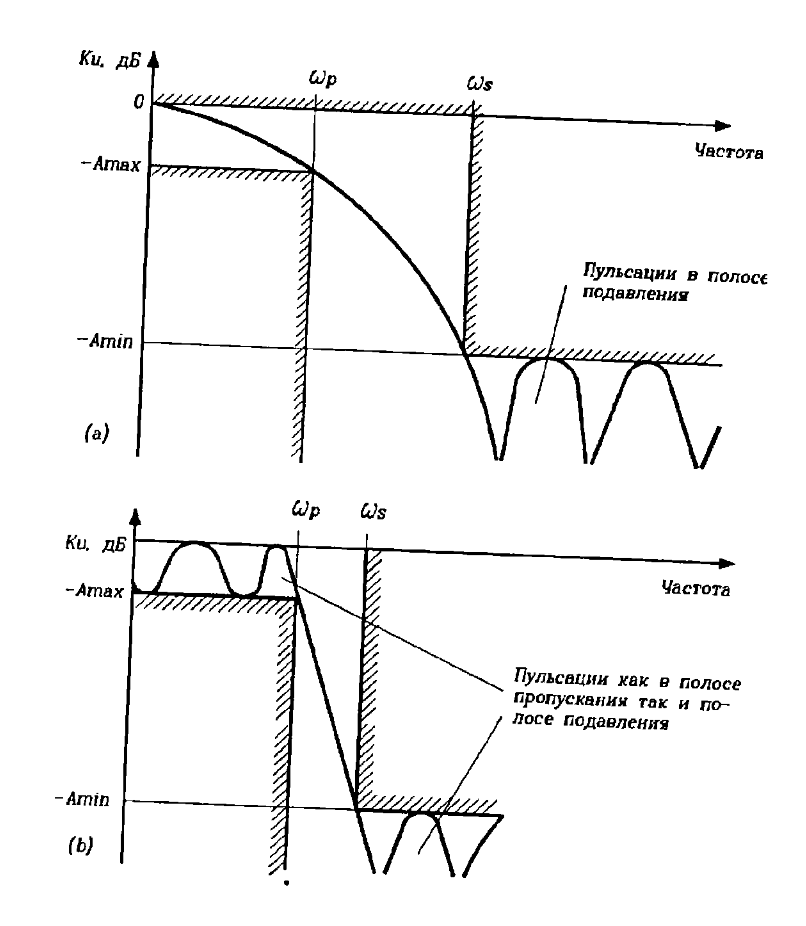


Рис. 6.49. Характеристики фильтров нижних частот: а) инверсный Чебышева, б) эллиптический.

Передаточные функции.

В табл. 6.5 приведены передаточные функции фильтров Баттерворта до восьмого порядка.

Таблица 6.5. *Передаточные функции Баттерворта.*

Полиномы Баттерворта $T(s) = \dfrac{N(s)}{D(s)}$,
$N(s) = 1$,
$D(s)$ = (из таблицы)

Порядок n	$D(s)$
1	$(s + 1)$
2	$(s^2 + 1{,}41421s + 1)$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 1{,}84776s + 1)(s^2 + 0{,}76537s + 1)$
5	$(s + 1)(s^2 + 1{,}61803s + 1)(s^2 + 0{,}61803s + 1)$
6	$(s^2 + 1{,}93185s + 1)(s^2 + 1{,}41421s + 1)$ $(s^2 + 0{,}51764s + 1)$
7	$(s + 1)(s^2 + 1{,}80194s + 1)(s^2 + 1{,}24698s + 1)$ $(s^2 + 0{,}44504s + 1)$
8	$(s^2 + 1{,}96157s + 1)(s^2 + 1{,}66294s + 1)$ $(s^2 + 1{,}11114s + 1)(s^2 + 0{,}39018s + 1)$

При заданных значениях A_{min}, A_{max}, ω_s и ω_p необходимый порядок фильтра определяется из выражения:

$$n = \frac{\lg\left[\dfrac{10^{0,1A_{min}} - 1}{10^{0,1A_{max}} - 1}\right]}{2\lg\left[\dfrac{\omega_s}{\omega_p}\right]} .$$

Отметим, что поскольку A_{min} и A_{max} представляют из себя коэффициенты ослабления в децибелах, они всегда положительны. Так как n должно быть целым, полученное по формуле значение округляется до ближайшего большего целого числа. Приведенные в табл. 6.5 полиномы Баттерворта нормированы к ширине полосы 1 рад/с на уровне –3 дБ и единичному коэффициенту передачи на постоянном токе (0 дБ).

Таблицы 6.6а — 6.6в содержат передаточные функции фильтров Чебышева с амплитудами пульсаций АЧХ в полосе пропускания 0,5, 1 и 3 дБ соответственно. Они нормированы таким образом, что максимальный коэффициент передачи в полосе пропускания равен 1 (0 дБ), а коэффициент ослабления передаточной функции $T(s) = N(s)/D(s)$ равен A_{max} на частоте 1 рад/с. Фильтр Чебышева n-го порядка имеет n полупериодов пульсаций в полосе пропускания. Порядок фильтра Чебышева, необходимый для получения требуемой АЧХ, определяется выражением:

$$n = \frac{\operatorname{arch}\left[\dfrac{10^{0,1A_{min}} - 1}{10^{0,1A_{max}} - 1}\right]}{\operatorname{arch}\left[\dfrac{\omega_s}{\omega_p}\right]} .$$

где A_{min} и A_{max} — ослабления в децибелах ($A_{min}, A_{max} > 0$). Отметим, что A_{min} характеризует также амплитуду пульсаций в полосе пропускания. При одинаковых параметрах АЧХ порядок фильтра Чебышева обычно ниже порядка фильтра Баттерворта. Полученное из приведенного выражения значение n необходимо округлить до ближайшего большего целого. После этого передаточная функция может быть взята из таблиц.

Полином знаменателя $D_{(n)}(s)$ для фильтра Бесселя n-го порядка можно легко вычислить по рекуррентному соотношению из $D_{(n-1)}(s)$ и $D_{(n-2)}(s)$:

$$D_{(n)}(s) = (2n - 1)D_{(n-1)}(s) + s^2 D_{(n-2)}(s) ,$$

причем

$$D_0(s) = 1 , \qquad D_1(s) = s + 1 .$$

Тогда

$$D_2(s) = s^2 + 3s + 3 \qquad \text{и т.д.}$$

Таблица 6.6а. *Передаточные функции фильтров Чебышева (пульсации в полосе пропускания 0.5 дБ).*

Порядок n	$N(s)$	$D(s)$
1	2,863	$(s + 2{,}863)$
2	1,431	$(s^2 + 1{,}426s + 1{,}516)$
3	0,716	$(s + 0{,}626)(s^2 + 0{,}626s + 1{,}142)$
4	0.358	$(s^2 + 0{,}351s + 1{,}064)(s^2 + 0{,}847s + 0{,}356)$
5	0,1789	$(s + 0{,}362)(s^2 + 0{,}224s + 1{,}036)$ $(s^2 + 0{,}586s + 0{,}477)$
6	0,0895	$(s^2 + 0{,}155s + 1{,}023)(s^2 + 0{,}424s + 0{,}590)$ $(s^2 + 0{,}580s + 0{,}157)$
7	0,0447	$(s + 0{,}256)(s^2 + 0{,}114s + 1{,}016)$ $(s^2 + 0{,}319s + 0{,}677)(s^2 + 0{,}462s + 0{,}254)$
8	0,0224	$(s^2 + 0{,}0872s + 1{,}012)(s^2 + 0{,}248s + 0{,}741)$ $(s^2 + 0{,}372s + 0{,}359)(s^2 + 0{,}439s + 0{,}088)$

Таблица 6.6б. *Передаточные функции фильтров Чебышева (пульсации в полосе пропускания 1 дБ).*

Порядок n	$N(s)$	$D(s)$
1	1,965	$(s + 1,965)$
2	0,983	$(s^2 + 1,098s + 1,103)$
3	0,491	$(s + 0,494)(s^2 + 0,494s + 0,994)$
4	0,246	$(s^2 + 0,674s + 0,279)(s^2 + 0,279s + 0,987)$
5	0,123	$(s + 0,289)(s^2 + 0,468s + 0,429)$ $(s^2 + 0,179s + 0,988)$
6	0,0614	$(s^2 + 0,124s + 0,991)(s^2 + 0,340s + 0,558)$ $(s^2 + 0,464s + 0,125)$
7	0,0307	$(s + 0,205)(s^2 + 0,0914s + 0,993)$ $(s^2 + 0,256s + 0,653)(s^2 + 0,370s + 0,230)$
8	0,0154	$(s^2 + 0,0700s + 0,994)(s^2 + 0,199s + 0,724)$ $(s^2 + 0,298s + 0,341)(s^2 + 0,352s + 0,0703)$

Таблица 6.6в. *Передаточные функции фильтров Чебышева (пульсации в полосе пропускания 3 дБ).*

Порядок n	$N(s)$	$D(s)$
1	1	$(s + 1)$
2	0,500	$(s^2 + 0,644s + 0,707)$
3	0,250	$(s + 0,298)(s^2 + 0,298s + 0,839)$
4	0,125	$(s^2 + 0,170s + 0,903)(s^2 + 0,410s + 0,196)$
5	0,0625	$(s + 0,177)(s^2 + 0,110s + 0,936)$ $(s^2 + 0,287s + 0,377)$
6	0,0313	$(s^2 + 0,0763s + 0,955)(s^2 + 0,209s + 0,522)$ $(s^2 + 0,285s + 0,0887)$
7	0,0156	$(s + 0,126)(s^2 + 0,0562s + 0,966)$ $(s^2 + 0,157s + 0,627)(s^2 + 0,228s + 0,204)$
8	0,00781	$(s^2 + 0,0431s + 0,974)(s^2 + 0,123s + 0,704)$ $(s^2 + 0,184s + 0,321)(s^2 + 0,217s + 0,0503)$

При коэффициенте передачи на постоянном токе 0 дБ передаточная функция равна $T(s) = N/D(s)$. Разложенные на сомножители полиномы знаменателя фильтра Бесселя приведены в табл. 6.7, причем они не нормированы к какой-либо конкретной частоте или времени задержки. Частоты среза по уровню –3 дБ даны вместе с временем задержки (достижения 50% установившегося значения при ступенчатом входном сигнале). Приведенные в таблице нормированные значения необходимо пересчитать на конкретное значение частоты. Увеличение частоты уменьшает время задержки, т.е. масштабирование частоты с коэффициентом k уменьшает время задержки в $1/k$ раз.

Таблица 6.7. *Передаточные функции фильтров Бесселя* $T(s) = \frac{N}{D(s)}$.

Порядок n	Частота –3 дБ (рад/с)	$t_{зд}$(с)	N	$D(s)$
1	1,000	0,693	1	$(s + 1)$
2	1,362	0,900	3	$(s^2 + 3s + 3)$
3	1,756	0,958	15	$(s + 2,322)(s^2 + 3,678s + 6,459)$
4	2,115	0,979	105	$(s^2 + 5,792s + 9,14)$ $(s^2 + 4,208s + 11,49)$
5	2,427	0,989	945	$(s + 3,647)(s^2 + 6,704s + 14,27)$ $(s^2 + 4,649s + 18,16)$
6	2,703	0,994	10395	$(s^2 + 5,032s + 26,51)$ $(s^2 + 7,471s + 20,85)$ $(s^2 + 8,497s + 18,80)$
7	2,952	0,997	135135	$(s + 4,972)(s^2 + 5,371s + 36,60)$ $(s^2 + 8,140s + 28,94)$ $(s^2 + 9,517s + 25,67)$
8	3,179	0,998	2027025	$(s^2 + 5,678s + 48,43)$ $(s^2 + 8,737s + 38,57)$ $(s^2 + 10,41s + 33,93)$ $(s^2 + 11,18s + 31,98)$

Преобразование и масштабирование

Приведенные в предыдущем разделе соотношения соответствовали "нормированным" фильтрам с коэффициентом передачи в полосе пропускания 0 дБ и граничной частотой 1 рад/с. На практике такая ситуация может возникнуть чисто теоретически.

Масштабирование коэффициента передачи. Масштабирование коэффициента передачи в полосе пропускания производится умножением передаточной функции на требуемый коэффициент.

Масштабирование частоты. Масштабирование частоты производится заменой s на s/ω_M, где ω_M — требуемая частота. При этом передаточная функция "растягивается" (или "сжимается" — *прим. ред.*) таким образом, что то, что происходило с ней при $\omega = 1$ рад/с, теперь происходит при $\omega/\omega_M = 1$ рад/с (т.е., когда $\omega = \omega_M$).

Преобразование. До сих пор мы рассматривали только фильтры нижних частот. Другие типы фильтров, например, полосовые, верхних частот или режекторные, отдельно не рассматривались, так как их можно преобразовать к низкочастотным эквивалентам. Задача проектирования при этом сводится к расчету ФНЧ. После этого полученная передаточная функция вновь преобразуется к исходному типу фильтра (рис. 6.50).

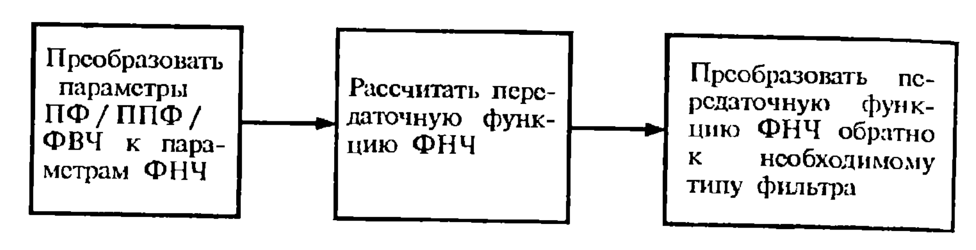


Рис. 6.50. Процедура преобразования частоты.

1. Преобразование ФВЧ.

Передаточную функцию ФВЧ можно получить из функции ФНЧ следующей подстановкой в передаточную функцию:

$$s/\omega_{НЧ} \rightarrow \text{(ФНЧ в ФВЧ)} \rightarrow \omega_{ВЧ}/s \ .$$

При этом мы получим передаточную функцию ФВЧ, имеющего такой же коэффициент передачи на $\omega_{ВЧ}$, что и ФНЧ на $\omega_{НЧ}$. Чтобы избежать путаницы, принято сначала приводить требуемую передаточную функцию ФВЧ к нормированному виду, а затем применять вышеуказанное преобразование (рис. 6.51).

2. Преобразование ПФ.

Передаточную функцию ПФ можно получить из функции ФНЧ, применяя следующее преобразование:

$$s/\omega_{НЧ} \rightarrow \text{(ФНЧ в ПФ)} \rightarrow (s^2 + \omega_{PE3}^2)/B_{ПФ} \cdot s$$

где ω_{PE3} — центральная частота полосы пропускания. Значение $B_{ПФ}$ есть ширина полосы пропускания ПФ, причем $B_{ПФ} = \omega_{P2} - \omega_{P1}$ и $\omega_{PE3} = \sqrt{\omega_{P1}\omega_{P2}}$, т.е. ω_{P1} и ω_{P2} расположены симметрично относительно ω_{PE3}.

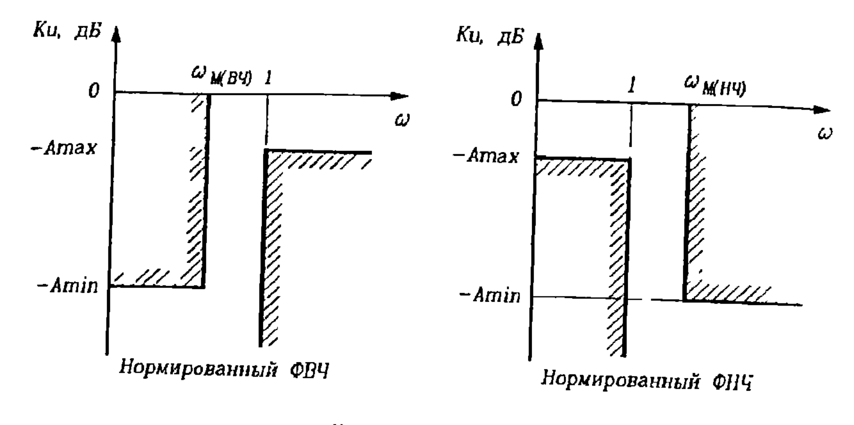


Рис. 6.51. Преобразование ФВЧ в ФНЧ.

Примечание: преобразование фильтра нижних частот в полосовой фильтр удваивает его порядок.

Полученный фильтр будет иметь такой же коэффициент передачи в полосе пропускания на частотах ω_{P2} и ω_{P1}, как и ФНЧ на $\omega_{НЧ}$. Чтобы избежать путаницы, принято приводить требуемую передаточную функцию ПФ к нормированному виду так, чтобы $\omega_{PE3} = 1$ рад/с. Кроме того, характеристика ПФ должна быть симметрична (рис. 6.52), т.е.

$$\omega_{PE3} = \sqrt{\omega_{P1} \cdot \omega_{P2}} = \sqrt{\omega_{M1} \cdot \omega_{M2}} \ .$$

Если это условие не выполняется, характеристику симметрируют так, как показано на рис. 6.53.

3. Преобразование ППФ.

Передаточную функцию ППФ можно получить из передаточной функции ФНЧ, производя подстановку:

$$s/\omega_{НЧ} \rightarrow \text{(ФНЧ в ППФ)} \rightarrow B_{ППФ} \cdot s/(s^2 + \omega_{П}^2) \ ,$$

где $\omega_{П}$ — центральная частота полосы подавления:

$$\omega_{П} = \sqrt{\omega_{П1} \cdot \omega_{П2}} \ ,$$

а $B_{ППФ}$ — ширина полосы подавления:

$$B_{ППФ} = \omega_{П1} - \omega_{П2} \ .$$

Как и в случае ПФ, преобразование ППФ удваивает порядок фильтра.

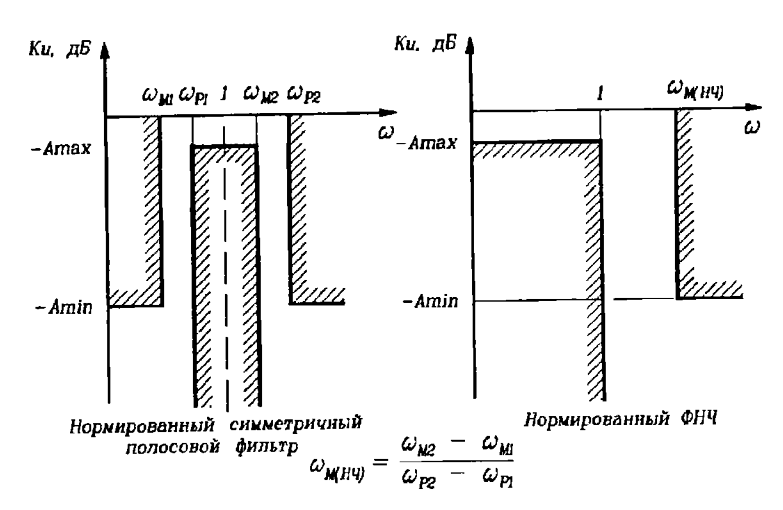


Рис. 6.52. Преобразование ПФ в ФНЧ (1).

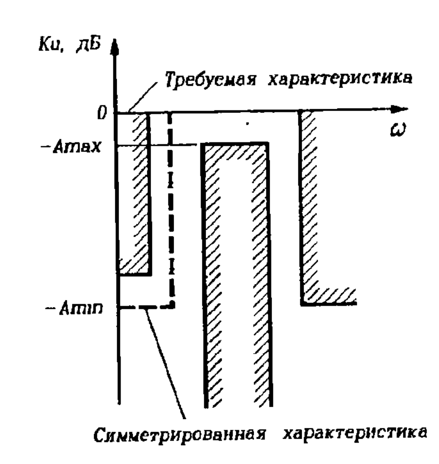


Рис. 6.53. Преобразование ПФ в ФНЧ (2).

ППФ будет иметь такой же коэффициент передачи на частотах $\omega_{П1}$ и $\omega_{П2}$, как и ФНЧ на $\omega_{НЧ}$. По-прежнему, чтобы избежать путаницы, принято нормировать передаточную функцию ППФ так, чтобы $\omega_{П} = 1$ рад/с. Характеристика ППФ должна быть симметричной:

$$\omega_{П} = \sqrt{\omega_{П1} \cdot \omega_{П2}} = \sqrt{\omega_{M1} \cdot \omega_{M2}}\ .$$

Если это не так, ее необходимо превратить в симметричную тем же способом, что и в случае с ПФ. Подробности преобразования ППФ в ФНЧ см. на рис. 6.54.

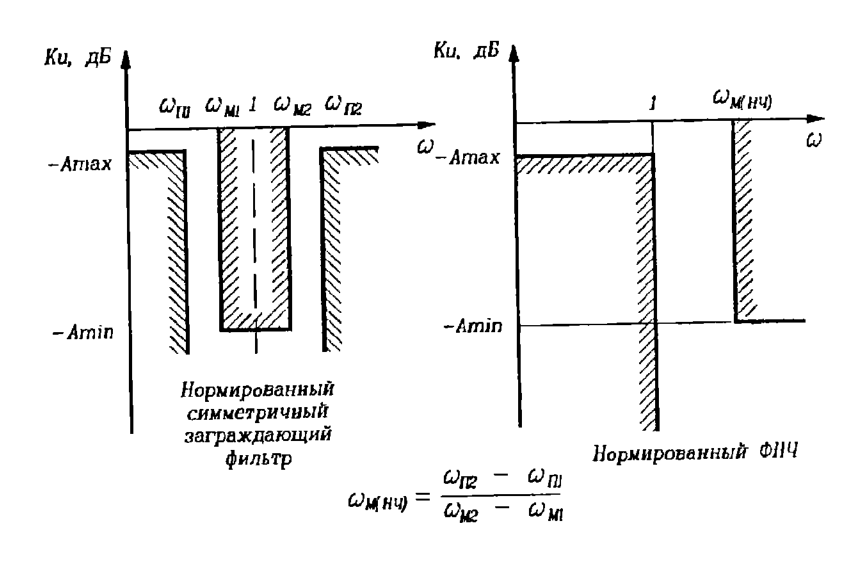


Рис. 6.54. Преобразование ППФ в ФНЧ.

Переход от передаточной функции к схеме

В предыдущих разделах были рассмотрены передаточные функции фильтров и способы их определения для конкретных случаев. После определения передаточной' функции следующим шагом должна стать разработка схемы активного RC-фильтра, реализующего эту функцию.

Имеются два основных способа проектирования схемы для реализации передаточной функции. В первом из них проектируется многокаскадный фильтр, а второй основан на моделировании многозвенной RLC-цепи.

Моделирование многозвенной RLC-цепи.

Этот способ заключается в моделировании многозвенной RLC-цепи с использованием активных элементов. RLC-четырехполюсники можно имитировать прямой заменой индуктивностей активными схемами (гираторами — *прим. ред.*), или используя многопетлевую обратную связь для реализации функций всей цепи.

Достоинства:

— частотные характеристики RLC-четырехполюсников, как правило, некритичны к допускам элементов, поэтому можно добиться точной реализации требуемой частотной характеристики.

Недостатки:

— сложная процедура моделирования;
— требуется много ОУ;
— сложность настройки из-за взаимного влияния элементов.

Данный способ рекомендуется использовать при производстве большого числа фильтров, требующих высокой точности АЧХ. К сожалению, процедура проектирования фильтров такого типа довольно сложна, и рассмотреть ее в данной книге не представляется возможным.

Многокаскадные фильтры.

Этот способ основывается на разложении передаточной функции на сомножители первого и второго порядков. Передаточную функцию каждого из полученных сомножителей можно реализовать по отдельности каскадами первого или второго порядков, причем их взаимное влияние исключается.

Пусть задана передаточная функция

$$T(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{d_n s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_2 s^2 + d_1 s + d_0},$$

которую можно разложить на линейные (первого порядка) и квадратичные (второго порядка) сомножители, т.е.

$$T(s) = K\frac{\left(s^2 + \dfrac{\omega_{011}}{Q_{F11}}s + \omega_{011}^2\right)}{\left(s^2 + \dfrac{\omega_{021}}{Q_{F21}}s + \omega_{021}^2\right)} \cdot \frac{\left(s^2 + \dfrac{\omega_{012}}{Q_{F12}}s + \omega_{012}^2\right)}{\left(s^2 + \dfrac{\omega_{022}}{Q_{F22}}s + \omega_{022}^2\right)} \cdot \frac{(s + \omega_{013})}{(s + \omega_{023})} \cdot \frac{(\cdots)}{(\cdots)},$$

первый сомножитель второй сомножитель и т.д.

Достоинства:

— простота проектирования;
— простота настройки, так как каскады можно настраивать по-отдельности;
— малая потребляемая мощность, поскольку каждый каскад можно построить на минимальном количестве ОУ.

Недостатки:

— трудно обеспечить точную форму частотной характеристики, так как погрешности всех каскадов суммируются.

Поскольку последовательность включения каскадов может быть произвольной, имеется возможность получения оптимальной комбинации полюсов и нулей передаточной функции. Оптимальная комбинация зависит от конкретных условий, но в большинстве случаев обычно требуются следующие свойства:

— наибольший динамический диапазон, т.е. гарантия того, что ни один из каскадов не войдет в насыщение раньше других;
— минимальная зависимость от параметров ОУ;
— простота настройки.

Общее правило заключается в том, что наибольший динамический диапазон фильтра достигается при максимально плоской АЧХ на каждом участке. Этого добиваются, объединяя в пары каскады с высокодобротными полюсами с каскадами, имеющими нули на максимально близких частотах.

Как и при сдваивании полюсов и нулей, в каждом конкретном случае можно найти оптимальную последовательность включения каскадов фильтра с разной частотой среза.

— Для увеличения динамического диапазона добротность полюсов каскадов должна увеличиваться от входа к выходу.
— При больших высокочастотных помехах каскад ФНЧ лучше включать на входе для того, чтобы избежать погрешностей, связанных с ограниченной скоростью нарастания сигнала ОУ.
— Каскад ФВЧ или ПФ должен быть последним каскадом всего фильтра с тем, чтобы смещение по постоянному току определялось только смещением этого последнего каскада (касается только ФВЧ и ПФ).

7. Интеграторы и дифференциаторы

7.1. Интегрирование

Интегрирование является одной из основных математических операций, и ее электрическая реализация означает построение схемы, в которой скорость изменения выходного напряжения пропорциональна входному сигналу. В графической интерпретации выходное напряжение оказывается пропорциональным площади под кривой входного напряжения. Те или иные разновидности интеграторов встречаются во многих аналоговых системах. Наиболее часто они применяются в активных фильтрах, а также в системах автоматического регулирования для интегрирования сигнала ошибки. Интегратор можно рассматривать как ФНЧ первого порядка, у которого наклон АЧХ составляет –20 дБ/декада. Две простейшие схемы интеграторов представлены на рис. 7.1.

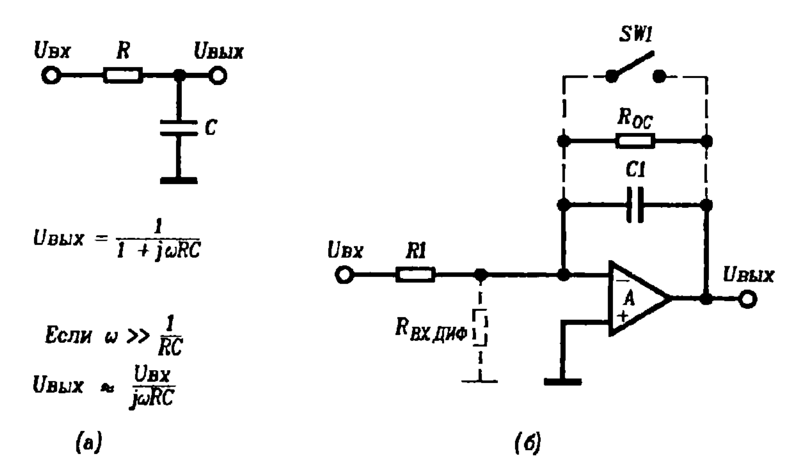


Рис. 7.1. Основные схемы интеграторов: а) простой RC-интегратор, б) интегратор с ОУ.

У простого RC-интегратора, показанного на рис. 7.1а, имеются два серьезных недостатка. Во-первых, он значительно ослабляет входной сигнал и, во-вторых, имеет высокое выходное сопротивление. В результате такая схема на практике применяется редко. Стандартный интегратор с ОУ, показанный на рис. 7.1б, содержит входной резистор R_1 и конденсатор C_1, включенный в цепь обратной связи ОУ A. Ток, поступающий на инвертирующий вход ОУ, определяется сопротивлением резистора R_1. За счет большого собственного коэффициента усиления ОУ его инвертирующий вход оказывается виртуальной землей. В результате входной ток определяется только входным напряжением и резистором R_1. Следовательно, практически весь входной ток (с точностью до входного тока ОУ — *прим. ред.*) протекает через конденсатор C_1, заряжая его; при этом реализуется операция интегрирования.

Передаточная функция интегратора:

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{-\frac{1}{C_1R_1}}{s + \frac{1}{C_1R_1A_V} + \frac{1}{R_{OC}C_1}} \approx -\frac{1}{C_1R_1s} .$$

Диапазон рабочих частот:

нижняя частота: $f_H = \frac{1}{2\pi A_V R_1 C_1} + \frac{1}{2\pi R_{OC} C_1}$,

верхняя частота: $f_B = f_A$,

где A_V — коэффициент усиления ОУ, а f_A — произведение коэффициента усиления на полосу пропускания.

Входное сопротивление схемы:

$$R_{ВХ} = R_1 .$$

Скорость дрейфа выходного напряжения (наихудший случай):

из-за напряжения смещения $U_{СМ.ВХ}$ и входного тока смещения $I_{СМ.ВХ}$ ОУ:

$$V_1 = \frac{U_{СМ.ВХ}}{C_1R_1} + \frac{I_{СМ.ВХ}}{C_1} ;$$

из-за утечки через сопротивление R_{OC} :

$$V_2 = \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}C_1} ;$$

из-за входного дифференциального сопротивления ОУ $R_{\text{ВХ ДИФ}}$:

$$V_3 = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{A_V R_{\text{ВХ ДИФ}} C_1} \ .$$

Конечное значение выходного напряжения смещения:*

$$U_{\text{СМ.ВЫХ}} = \left(\frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} + 1\right) U_{\text{СМ ВХ}} + I_{\text{СМ.ВХ}} R_{\text{ОС}} \ .$$

Основной проблемой в аналоговых интеграторах является дрейф выходного напряжения, вызванный зарядом конденсатора C_1 токами утечки, входными токами смещения и входным напряжением смещения ОУ A. Схема фактически интегрирует "неидеальности" ОУ и других элементов. Если не принять никаких мер, на выходе схемы появится большое непостоянное смещение, которое, в конечном счете, приводит к насыщению ОУ. Можно предложить три способа решения этой проблемы.

— Если интегратор является частью большей схемы, охваченной общей обратной связью, например фильтра с переменными параметрами из гл. 6, то дрейф интегратора не вызывает особых осложнений, так как компенсируется общей обратной связью.
— Если интегрируемый сигнал не содержит постоянной составляющей, то в цепь обратной связи ОУ можно специально включить резистор $R_{\text{ОС}}$, показанный на рис. 7.1. Этот резистор обеспечивает путь для входных токов смещения в обход конденсатора C_1. Такой прием используется только в случаях, когда нижняя частота спектра входных сигналов превышает 1 Гц, так как при меньших частотах понадобится слишком большой резистор $R_{\text{ОС}}$. Сопротивление $R_{\text{ОС}}$ должно быть с одной стороны достаточно малым, чтобы уменьшить выходное смещение до приемлемого уровня, а с другой — достаточно большим для того, чтобы схема работала как интегратор во всем диапазоне частот входного сигнала.
— Если требуется интегрировать сигналы постоянного тока, в цепь обратной связи можно ввести ключ сброса SW_1 для периодического разряда конденсатора C_1.

Чтобы продемонстрировать величину возможного дрейфа, предположим, что используется КМОП-ОУ с периодической коррекцией дрейфа с конденсатором обратной связи C_1 = 10 мкФ и резистором R_1 = 10 МОм. Для таких ОУ типичными значениями являются U_{IO} = 1 мкВ и I_{B} = 1 пА. При таких параметрах схемы скорость дрейфа выходного напряжения составит 0,4 мВ/час. Для снижения дрейфа необходимо тщательно продумать монтаж и конструкцию интегратора, так как, кроме входного тока смещения инвертирующего входа интегратора, на работу схемы оказывают влияние и другие токи утечки. Рекомендуется предусмотреть охранные кольца с обеих сторон платы вокруг инвертирующего входа. Плату необходимо тщательно очистить. Чтобы достичь сверхмалых токов утечки при монтаже инвертирующего входа интегратора можно использовать изолирующие фторопластовые стойки.

Если для разряда конденсатора применяется аналоговый ключ, его собственный ток утечки должен быть меньше входного тока ОУ. Для уменьшения токов утечки можно использовать последовательное соединение полевых транзисторов или аналоговых ключей.

Идеальный интегратор имеет частотную характеристику с постоянной крутизной спада –20 дБ/декада во всем диапазоне частот. Характеристики реальных интеграторов отличаются от идеальных, что показано на рис. 7.2 для случая малых входных сигналов. Нижняя рабочая частота определяется либо конечным коэффициентом усиления ОУ, либо конечным значением сопротивления утечки $R_{\text{ОС}}$. Интегратор может оказаться неработоспособным на низких частотах из-за большого выходного дрейфа. Верхняя рабочая частота интегратора ограничена конечным произведением коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ОУ. Чтобы схема работала как интегратор, спектр входного сигнала должен с определенным запасом лежать в рабочем диапазоне частот (например, в 10 раз выше нижней и ниже 1/10 верхней предельных частот).

Как было отмечено, верхний предел частотной характеристики интегратора ограничивается конечной шириной полосы пропускания ОУ, который создает дополнительный полюс на АЧХ на частоте, примерно равной f_A, где f_A — произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания ОУ. Этот дополнительный полюс вызывает появление на высоких частотах погрешности фазового сдвига и коэффициента усиления. Один из способов коррекции этой погрешности состоит во включении небольшого конденсатора $C_{\text{КОМП}}$ параллельно резистору R_1 для устранения дополнительного полюса. Учитывая, что $1/2\pi R_1 C_1 \ll f_A$, значение $C_{\text{КОМП}}$ выбирается из условия $f_A = 1/2\pi(R_1 C_{\text{КОМП}})$. Добиться полной коррекции трудно, так как точное значение f_A, как правило, неизвестно; этим способом можно уменьшить погрешности примерно на порядок, но при слишком большом значении $C_{\text{КОМП}}$ схема может возбудиться.

В случае больших входных сигналов в схеме появляются искажения, связанные с ограниченной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Необходимо убедиться, что максимальная скорость изменения выходного напряжения интегратора не превышает скорости нарастания выходного напряжения ОУ, и не ограничивается величиной тока, которым

* Величина, к которой в процессе временного дрейфа стремится выходное напряжение. — *Прим. ред.*

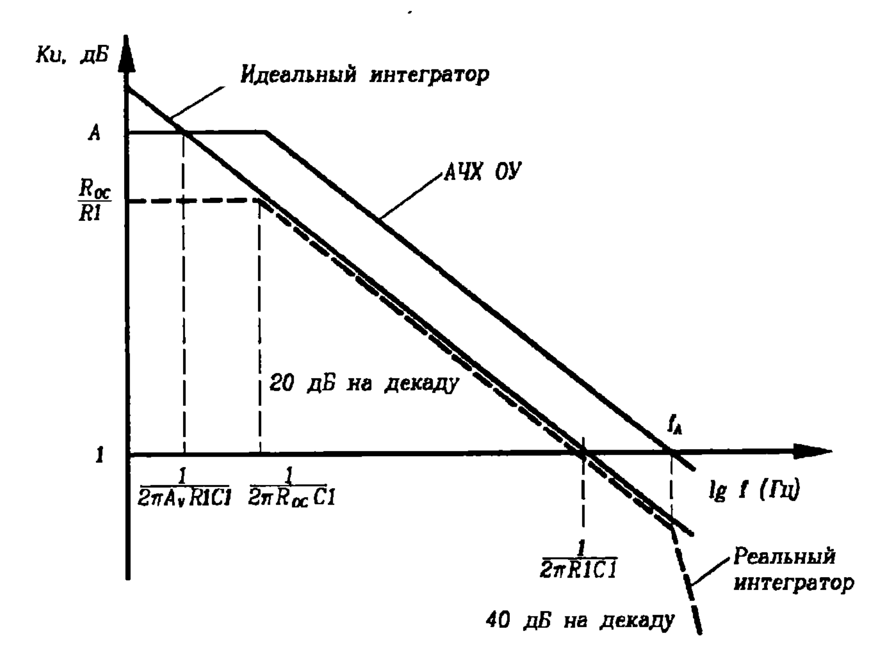
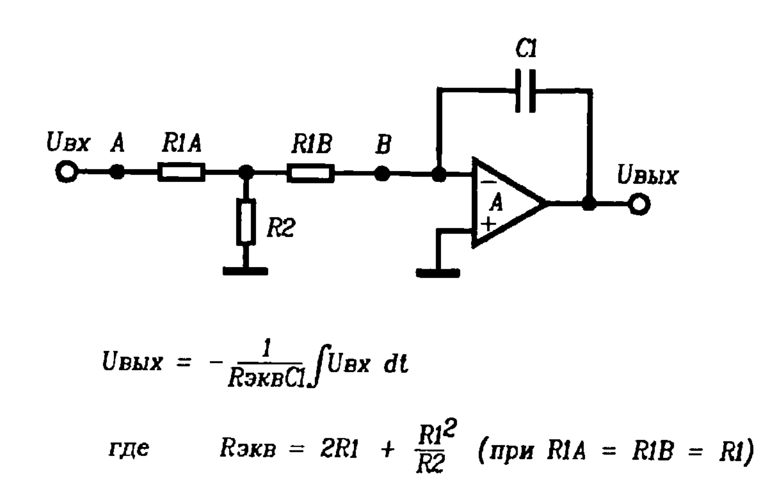


Рис. 7.2. Частотная характеристика интегратора для малых сигналов.

ОУ может заряжать емкостную нагрузку. Особенно это важно в быстродействующих схемах при больших емкостях конденсатора C_1. Максимальная скорость изменения выходного напряжения ограничивается величиной $I_{ВЫХmax}/(C_1 + C_H)$, где $I_{ВЫХmax}$ — максимальный выходной ток ОУ, а C_H — емкость нагрузки.

Если требуется большая постоянная времени интегратора (т.е. C_1R_1), то значения R_1 и C_1 должны быть большими, порядка мегаом и микрофарад. Это вызывает некоторые неудобства, поскольку конденсаторы большой емкости (более 1 мкФ) не только имеют большие габариты, но и имеют худшие электрические характеристики, такие как сопротивление утечки, повышенная диэлектрическая абсорбция и потери в диэлектрике. Введение в схему высокоомных резисторов (более 1 МОм) делает ее более подверженной влиянию паразитных емкостей и утечек; кроме того, такие резисторы менее стабильны и более дороги. Чтобы избавиться от этих проблем, вместо резистора R_1 можно использовать Т-образное соединение резисторов (рис. 7.3). В этой схеме важно избежать паразитных емкостей и утечек между точками *A* и *B*, так как они окажутся включенными параллельно эквивалентному сопротивлению $R_{ЭКВ}$. Для этого разрабатывается такая топология схемы, чтобы точки *A* и *B* были хорошо



$$U_{вых} = -\frac{1}{R_{экв}C1}\int U_{вх}\,dt$$

$$\text{где} \quad R_{экв} = 2R1 + \frac{R1^2}{R2} \quad (\text{при } R1A = R1B = R1)$$

Рис. 7.3. Применение Т-образного соединения резисторов.

изолированы друг от друга, возможно, с применением защитных печатных дорожек. Сопротивления утечки и емкости, параллельные резисторам R_{1A} и R_{1B}, оказывают меньшее влияние, так как оба эти резистора могут иметь сравнительно небольшие сопротивления, в чем, собственно, и заключается преимущество Т-образного соединения. Отметим, что Т-образное соединение можно использовать и для получения больших эквивалентных сопротивлений резистора R_{OC}.

Базовую схему интегратора легко видоизменить для интегрирования суммы нескольких сигналов, подаваемых на инвертирующий вход (рис. 7.4). Наибольшее число сигналов ограничивается суммарной проводимостью резисторов, присоединенных к инвертирующему входу; соответствующее эквивалентное сопротивление $R_{1ЭКВ}$ равно

$$R_{1ЭКВ} = R_1 \| R_2 \| R_3 \| ... \| R_n .$$

Это значение подставляется вместо R_1 в расчетное соотношение для выходного напряжения смещения; из него следует, что увеличение количества входов увеличивает дрейф выходного напряжения.

Для интегрирования разности двух сигналов применяется схема, показанная на рис. 7.5. Она очень похожа на схему дифференциального усилителя, но в ней два резистора заменены на два конденсатора. В схеме требуется тщательное согласование резисторов и конденсаторов, иначе мы получим плохой коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС). Значение КОСС (комплексное — *прим. ред.*) при рассогласовании элементов определяется выражением:

$$\text{КОСС} \approx \frac{1 + sCR}{s\Delta(RC)} .$$

где $\Delta(RC)$ — разность постоянных времени ($R_1C_1 - R_2C_2$).

Дрейф выходного напряжения описывается выражением:

$$U_{\text{СМ.ВЫХ}} = U_{\text{СМ.ВХ}} + \frac{U_{\text{СМ.ВХ}}t}{RC} + \frac{\Delta I_{\text{СМ.ВХ}}t}{C} .$$

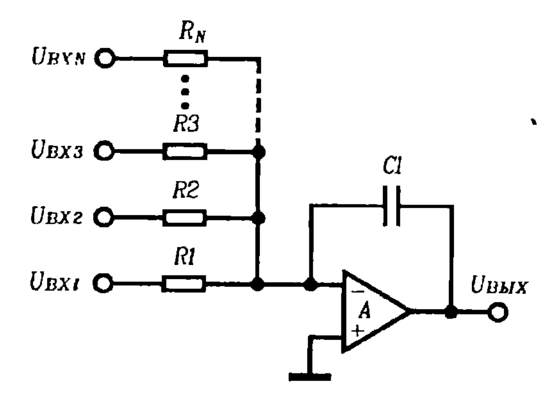


Рис 7.4. Суммирующий интегратор

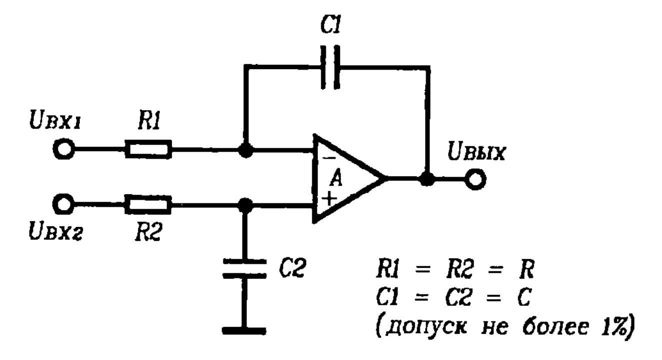


Рис. 7.5. Интегрирование разности двух входных сигналов.

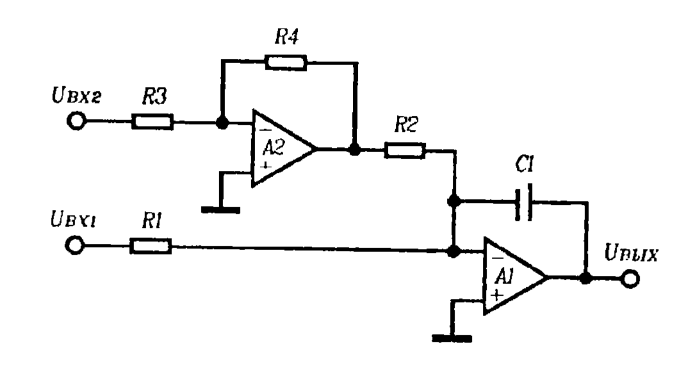


Рис. 7.6. Дифференциальный интегратор с высоким КОСС.

Если требуется дифференциальный интегратор с высоким КОСС, к суммирующему интегратору подключается еще один ОУ, действующий как инвертор (рис. 7.6). КОСС этой схемы намного выше, так как он зависит только от согласования резисторов, а не конденсаторов.

Для получения неинвертирующего интегратора можно либо заземлить инвертирующий вход ($U_{\text{ВХ1}}$) дифференциального интегратора (рис. 7.5), либо включить после интегратора инвертирующий каскад. Инвертор лучше включать после интегратора для сохранения динамического диапазона (по скорости нарастания выходного напряжения — *прим. ред.*), поскольку интегратор ослабляет высокочастотные сигналы.

Исключив входной резистор (рис. 7.7а), базовый интегратор можно превратить в интегратор тока (см. гл. 3 об усилителях заряда). Можно построить также дифференциальный интегратор тока (рис. 7.7б). Дифференциальный интегратор тока имеет несколько серьезных недостатков, таких, как необходимость тщательного согласования конденсаторов и применение источника тока с высоким выходным сопртивлением. Эти проблемы решаются включением еще одного ОУ (рис. 7.7в); в этом случае один ОУ действует как интегратор тока, а дополнительный — как токовое зеркало.

На рис. 7.8 приведены две схемы для сложения интеграла от входного сигнала с самим сигналом. Надо иметь в виду, что скорость дрейфа выходного напряжения в этих схемах такая же, как в базовом интеграторе.

Если необходимо произвести операцию двойного интегрирования, например, выходного сигнала акселерометра для определения смещения, вместо использования двух интеграторов рассмотрим вариант применения ФНЧ второго порядка с наклоном АЧХ −40 дБ/декада. Реализующая этот вариант схема представлена на рис. 7.9.

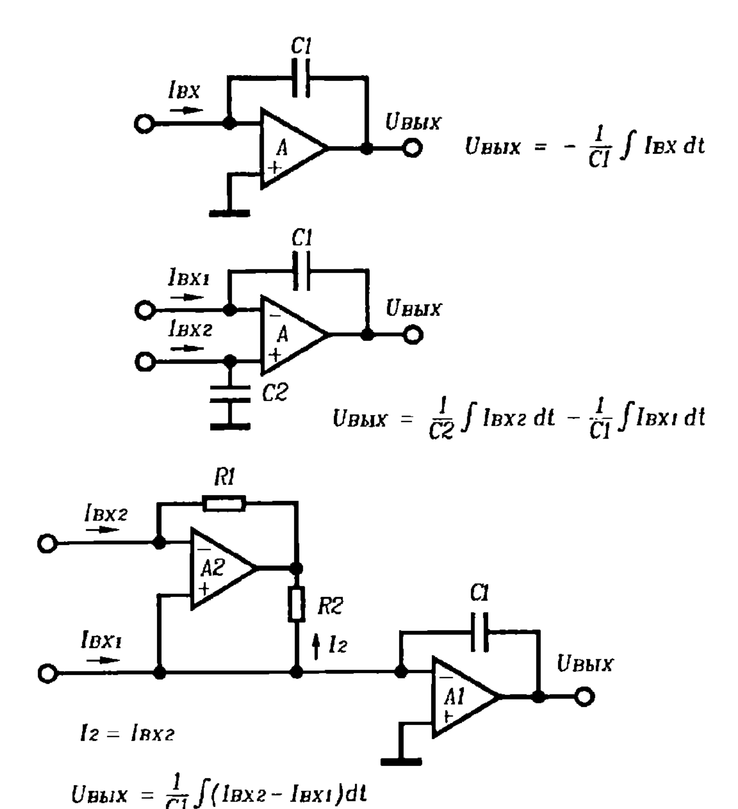


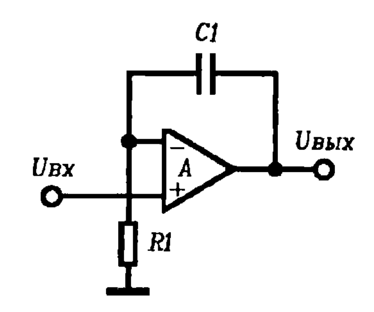
Рис. 7.7. Интеграторы тока: а) простой с виртуальной землей, б) дифференциальный, в) дифференциальный с виртуальной землей.

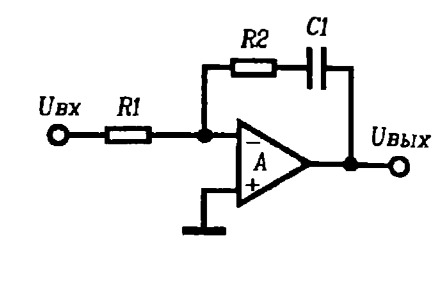
Схема описывается следующей передаточной функцией:

$$T(s) = -\frac{(1 + sR_3(C_2 + C_3))}{s^2 C_2 C_3 \left(1 + \dfrac{sR_1R_2C_1}{(R_1 + R_2)}\right)(R_1 + R_2)}.$$

При выборе компонентов $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_1 = R_2 = R$ и $R_3 = R/4$ (при этом полюсы и нули компенсируются), получим:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{2}{s^2 C^2 R^2}.$$





(а) $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} + \frac{1}{R1C1}\int U_{\text{ВХ}}\,dt$ (б) $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R2}{R1}U_{\text{ВХ}} - \frac{1}{R1C1}\int U_{\text{ВХ}}\,dt$

Рис. 7.8. Суммирование входного сигнала и его интеграла: а) неинвертирующее, б) инвертирующее.

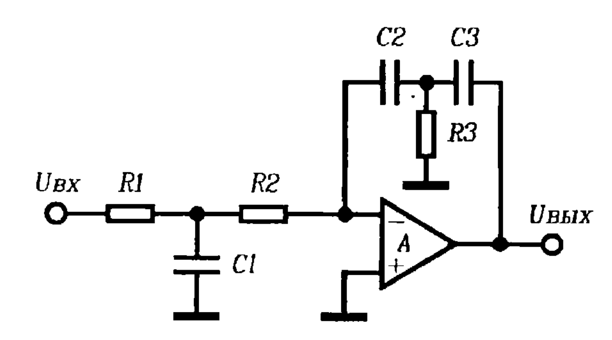


Рис. 7.9. Применение фильтра нижних частот в качестве двойного интегратора.

Отметим, что компенсация полюсов и нулей происходит на частоте, которая обычно близка к середине рабочего диапазона частот. Для получения хорошей компенсации требуется очень точное согласование элементов. Дрейф выходного напряжения описывается выражением:

$$U_{\text{СМ.ВЫХ}} = \left[\frac{U_{\text{СМ.ВХ}}}{R^2C^2} + \frac{2\Delta I_{\text{СМ.ВХ}}}{RC^2}\right]t^2 + \left[\frac{2I_{\text{СМ.ВХ}}}{C}\right]t + [U_{\text{СМ.ВХ}} + 2I_{\text{СМ.ВХ}}R]$$

Другой способ интегрирования аналогового сигнала с использованием элементов цифровой техники показан на рис. 7.10. Здесь входной сигнал преобразуется в частоту с помощью преобразователя напряжения в час-

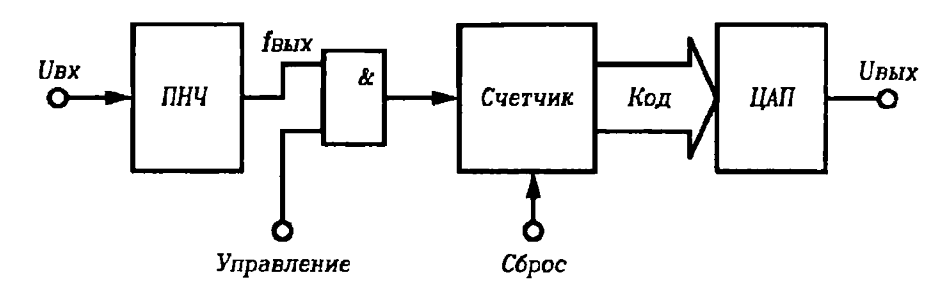


Рис 7.10. Цифро-аналоговый интегратор.

тоту (ПНЧ). После этого интеграл от входного сигнала определяется путем подсчета импульсов выходной частоты ПНЧ с помощью двоичного счетчика. Значение интеграла преобразуется в аналоговую форму с помощью ЦАП. Достоинство этой схемы состоит в том, что значение интеграла хранится не в виде заряда на конденсаторе, а в счетчике в цифровом виде и не подвержено дрейфу.

Рекомендации по выбору элементов

Операционные усилители. Для интеграторов с большим временем интегрирования (до 1000 секунд) требуются ОУ с очень малыми входными токами и минимальным входным напряжением смещения. Обычно в таких случаях используют усилители с периодической коррекцией дрейфа и МОП-входами. В случае меньшего времени интегрирования (примерно до 100 секунд) применяются стандартные ОУ с входами на полевых транзисторах с изоляцией pn-переходом. Для быстродействующих интеграторов (время интегрирования составляет доли секунды) требования к входным токам снижаются, и можно применять ОУ с биполярными входами. Кроме того, следует выбирать полностью скорректированные ОУ, которые устойчивы при единичном коэффициенте передачи петли обратной связи.

Конденсаторы. Для интеграторов с большими постоянными времени важнейшим параметром являются токи утечки, поэтому обычно выбирают полистирольные или фторопластовые конденсаторы с высоким сопротивлением изоляции (постоянная времени около 10^6 МОм·мкФ). Емкость таких конденсаторов обычно не превышает 1 мкФ. Большие емкости имеют поликарбонатные конденсаторы, но у них меньшее сопротивление изоляции (постоянная времени от 10^4 до 10^5 МОм·мкФ).

При малых временах интегрирования требования к сопротивлению изоляции не столь жесткие, поэтому можно выбрать конденсаторы других типов, например слюдяные или керамические. Для быстродействующих схем важным параметром становится тангенс угла потерь конденсатора. В интеграторах с большой постоянной времени при быстрых изменениях заряда (например, при сбросе или установке начальных условий — *прим. ред.*) приходится учитывать диэлектрическую абсорбцию. Малую диэлектрическую абсорбцию имеют полипропиленовые конденсаторы.

7.2. Дифференциаторы

Дифференциатор — это устройство, выходное напряжение которого пропорционально скорости изменения сигнала на входе. Дифференциатор можно рассматривать как ФВЧ первого порядка, в котором используется участок характеристики с наклоном 20 дБ/декада. Если при разработке интеграторов основные проблемы связаны с дрейфом и низкочастотным участком характеристики, то в дифференциаторах они связаны с шумами, устойчивостью и параметрами АЧХ на высоких частотах.

Показанный на рис. 7.11а простой RC-дифференциатор оказывается слишком примитивным и имеет два основных недостатка: он ослабляет входной сигнал и его выходное сопротивление слишком велико. Дифференциатор на рис. 7.11б состоит из резистора R_2, конденсатора C_1 и ОУ. Изменения входного напряжения вызывают протекание тока через конденсатор C_1; этот ток должен течь также через резистор R_2. За счет большого внутреннего коэффициента усиления ОУ его инвертирующий вход является виртуальной землей, поэтому выходное напряжение ОУ оказывается пропорциональным скорости изменения входного напряжения. Схема с резистором R_2, конденсатором C_1 и ОУ потенциально неустойчива и склонна к генерации на высоких частотах. Для повышения устойчивости в схему включаются резистор R_1 или конденсатор C_2, или оба этих элемента (их функции объясняются далее).

Передаточная функция:

идеальная: $T(s) = -sC_1R_2$,

реальная: $$T(s) = -\frac{sC_1R_2}{(1+sC_2R_2)(1+sC_1R_1)} ;$$

частоты полюсов равны

$$1/2\pi C_2R_2 \quad \text{и} \quad 1/2\pi C_1R_1.$$

7 Заказ 207

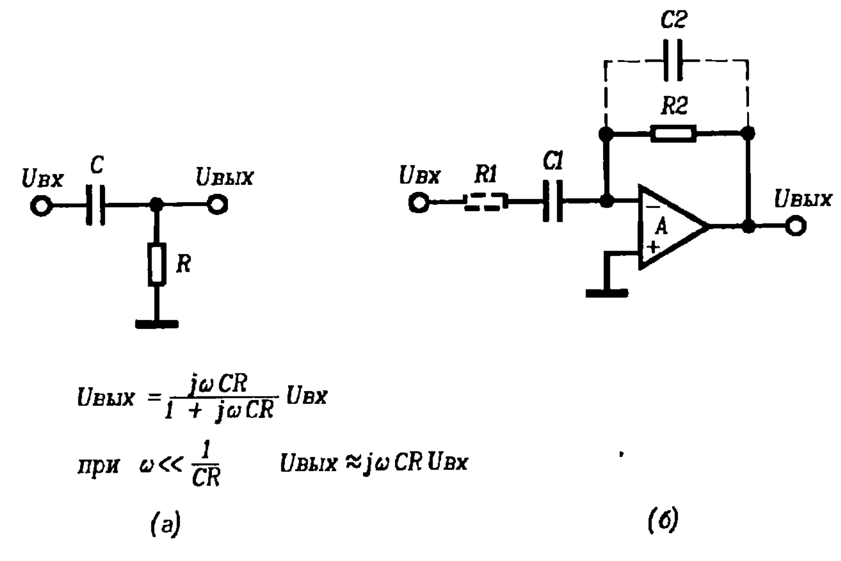


Рис. 7.11. Основные схемы дифференциаторов: а) простой RC-дифференциатор, б) дифференциатор на ОУ.

Входной импеданс:

$$Z_{ВХ} = R_1 + 1/j\omega C_1 .$$

Выходное смещение:

$$U_{СМ.ВЫХ} = U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}R_2 .$$

где $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ A,
$I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ A.

Присущая простому дифференциатору неустойчивость хорошо иллюстрируется диаграммой (рис. 7.12), на которой показано пересечение графиков коэффициентов усиления ОУ с разомкнутой обратной связью и прямой 1/β (β — коэффициент передачи петли обратной связи). Взаимный наклон кривых в точке пересечения равен 40 дБ/декада, т.е. схема оказывается потенциально неустойчивой.

Приведенные кривые можно интерпретировать еще одним способом. ОУ, благодаря внутренней коррекции, вносит фазовое запаздывание на 90°. Резистор и конденсатор обратной связи также вносят фазовый сдвиг на 90°. Общий сдвиг в петле обратной связи, включая сдвиг на 180° по

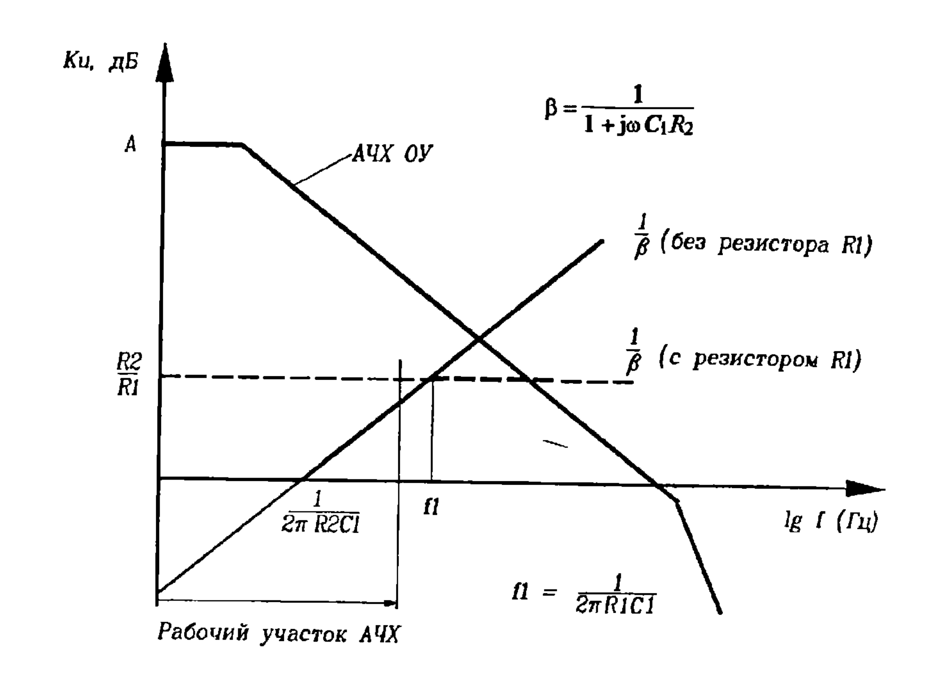


Рис. 7.12. Частотная неустойчивость простого дифференциатора.

инвертирующему входу, составляет 360°, и система оказывается неустойчивой. В лучшем случае на выходе схемы появляется "звон", в худшем она возбуждается. Для стабилизации схемы в передаточную функцию 1/β вводится полюс за счет добавления резистора R_1. Теперь взаимный наклон характеристик ОУ и обратной связи 1/β в точке пересечения составляет 20 дБ/декада, что обеспечивает устойчивость схемы. Частота вводимого полюса, равная $1/2\pi R_1 C_1$, должна быть меньше частоты, на которой происходит пересечение, в противном случае влияние его незначительное. Характеристика дифференциатора с учетом влияния резистора R_1 также показана на рис. 7.12.

Из приведенных характеристик следует еще один вывод. Коэффициент усиления на высоких частотах равен R_2/R_1, что значительно выше коэффициента передачи на низких частотах. Это может вызвать появление на выходе дифференциатора значительного высокочастотного шума. Чтобы избавиться от лишних шумов, можно ввести в передаточную функцию еще один полюс, используя конденсатор C_2 для ограничения полосы пропускания схемы (рис. 7.13). Если конденсатор C_2 отсутствует, полоса пропускания ограничивается либо паразитными емкостями, параллельны-

ми R_2, либо операционным усилителем. Введение конденсатора C_2 способствует также стабилизации схемы. При больших выходных сигналах высокочастотная характеристика дифференциатора ограничивается скоростью нарастания напряжения ОУ.

Ниже приведены соотношения для выходного шума в интегральной форме.

Выходное напряжение шума:

$$U_{ш.вых}^2 = U_{ш1}^2 + U_{ш2}^2 \quad \text{(эффективные значения)},$$

где
$$U_{ш1}^2 = \int_0^\infty \frac{e_ш^2}{|\beta(j\omega)|^2}\cdot d\omega \approx \frac{R_2^2 e_ш^2}{4R_1^2}\left(\frac{1}{R_2C_2}-\frac{1}{R_1C_1}\right),$$

$$U_{ш2}^2 = \int_0^\infty |Z_2|^2\cdot i_ш^2\cdot d\omega \approx \frac{i_ш^2 R_2}{4C_2}$$
и
$$\beta(j\omega) = \frac{Z_1}{Z_1+Z_2},\ Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1},\ Z_2 = \frac{R_2}{1+j\omega R_2C_2}.$$

Ku, дБ

A

АЧХ ОУ

Идеальная АЧХ дифференциатора

АЧХ с R1

Ku для шума

$\frac{1}{2\pi R2C1}$ $\frac{1}{2\pi R1C1}$ $\frac{1}{2\pi R2C2}$

lg f (Гц)

АЧХ с R1 и C2

Рис. 7.13. Частотная характеристика дифференциатора.

Среднеквадратичное напряжения шума определяется либо приближенно с использованием графиков, или вычисляется по приведенным выражениям, исходя из спектральных плотностей входного напряжения шума $e_ш(В/\sqrt{Гц})$ и шумового тока $i_ш(А/\sqrt{Гц})$. Выражения для шума приближенные, величины $e_ш$ и $i_ш$ считаются постоянными в рабочей полосе частот, ширина полосы пропускания ОУ бесконечной, кроме того, должно выполняться условие: $1/R_2C_2 > 1/R_1C_1$. Выходной шум определяется, в основном, спектральной плотностью входного напряжения шума $e_ш$, усиленного в R_2/R_1 раз в диапазоне частот от $1/R_1C_1$ до $1/R_2C_2$. Важно отметить, что полоса частот входного сигнала должна быть ограничена, т.е. сигнал необходимо предварительно отфильтровать с тем, чтобы он не содержал высокочастотных шумов.

Имейте в виду, что высокочастотные шумы во входном сигнале могут привести к совершенно непредсказуемому поведению дифференциатора.

В прецизионных дифференциаторах с большим коэффициентом усиления приходится учитывать погрешности, вызванные входным напряжением смещения и входными токами ОУ. Для уменьшения выходного напряжения смещения, вызванного протеканием входного тока ОУ через R_2, между неинвертирующим входом и землей можно включить резистор, равный по величине R_2. Этот резистор надо зашунтировать конденсатором большой емкости с тем, чтобы избежать появления паразитной обратной связи по неинвертирующему входу.

При наличии на входе схемы постоянного напряжения необходимо учитывать влияние тока утечки через конденсатор C_1. В дифференциаторах с большим усилением при очень медленно изменяющихся входных сигналах и наличии на входе постоянного напряжения возникают проблемы, связанные с диэлектрической абсорбцией конденсатора C_1. При включении схемы абсорбированный диэлектриком заряд действует так же, как и изменяющийся входной сигнал. Поэтому дифференциатору требуется время для установления выходного напряжения.

При построении дифференциаторов с большим коэффициентом усиления необходимо увеличивать постоянную времени C_1R_2. При этом потребуется резистор R_2 с большим сопротивлением (более 1 МОм). При использовании таких резисторов заметно сказываются сопротивления утечки и паразитные емкости, а точность самих резисторов невысока. Избежать их применения можно, используя Т-образное включение резисторов с меньшими сопротивлениями (тогда влияние паразитных емкостей и сопротивлений утечки уменьшается). При конструировании платы необходимо стремиться к тому, чтобы уменьшить токи утечки и паразитные емкости. Целесообразно применять также защитные печатные дорожки. Схема дифференциатора с Т-образным соединением приведена на рис. 7.14.

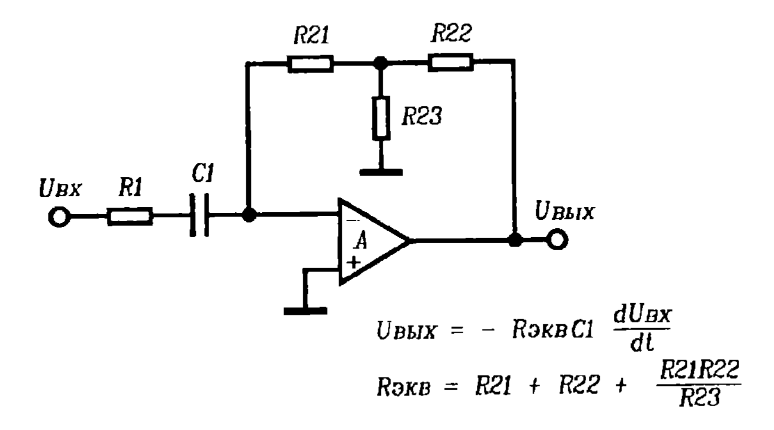


Рис. 7.14. Использование Т-образного соединения резисторов в цепи обратной связи.

Если все же окажется невозможным получить достаточно большую постоянную времени, потребуются дополнительные каскады усиления сигнала.

Дополнительные каскады усиления рекомендуется вводить перед дифференциатором. Это снижает требования к смещениям и дрейфам в остальных каскадах проектируемого устройства, так как дифференциатор развязывает по постоянному току предшествующие и последующие каскады. Повышение коэффициента усиления каскадов, предшествующих дифференциатору, снижает его относительный вклад в общий шум, что очень существенно, так как дифференциатор обычно оказывается едва ли не самой "шумящей" частью схемы.

Нижний предел постоянной времени ограничивается минимальными практически достижимыми значениями R_2 и C_1. Например, сопртивление резистора R_2 нельзя уменьшать ниже некоторого порога из-за возможной перегрузки выхода ОУ. Минимальное значение конденсатора C_1 ограничивается паразитными емкостями и сопротивлениями утечки. Показанное на рис. 7.15 Т-образное соединение позволяет применять конденсаторы больших номиналов для получения малой эффективной емкости. В этом случае необходимо тщательно продумывать топологию и монтаж платы. Отметим, что при расчетах выходного шума и устойчивости схемы необходимо использовать значение $C_{ЭКВ2}$.

Схема для суммирования производных нескольких сигналов реализуется простым подключением дополнительных элементов к инвертирующему входу ОУ (рис. 7.16). Инвертирующий вход является точкой суммирования токов.

В цепи каждого входа должен быть включен стабилизирующий резистор; вводимый им полюс передаточной функции должен находиться на достаточно низкой частоте для обеспечения устойчивой работы схемы. Число суммируемых сигналов ограничивается шумами, так как с увеличением количества входов растет коэффициент усиления на высокой частоте, который определяется соотношением $-R_{OC}/R_\Sigma$, где $R_\Sigma = R_1 \| R_2 \| \ldots \| R_N$; соответственно с этим возрастает выходной шум.

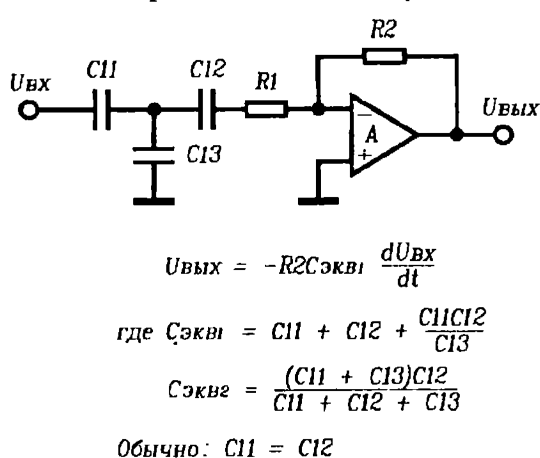


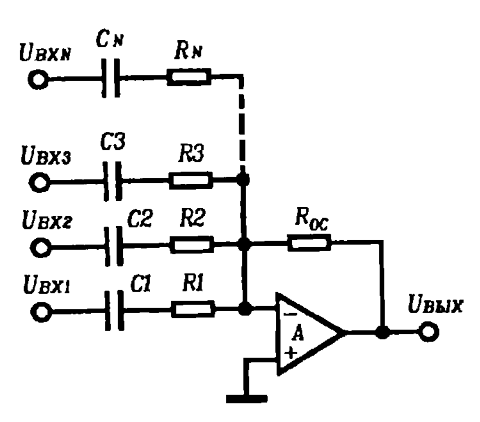
Рис. 7.15. Использование Т-образного соединения конденсаторов на входе ОУ.

Дифференциальный (т.е. разностный) дифференциатор строится по схеме, показанной на рис. 7.17, которая аналогична рассмотренному в гл. 1 стандартному дифференциальному усилителю. Передаточная функция схемы:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{1}{(1+sC_1R_1)}\left[\frac{(1+sC_1(R_1+R_3))}{(1+sC_2(R_2+R_4))}sC_2R_4U_{ВХ2} - sC_1R_3U_{ВХ1}\right].$$

Добавлением резисторов R_1 и R_2, как и ранее, вводятся полюса передаточной функции, стабилизирующие работу схемы. Для получения хорошего коэффициента ослабления синфазного сигнала требуется тщательное согласование значений резисторов и конденсаторов. Если элементы выбраны так, что $R_1 = R_2 = R$, $R_3 \approx R_4 \approx R_{OC}$ и $C_1 \approx C_2 \approx C$, а частоты сигналов лежат значительно ниже $1/(RC)$, то

$$U_{ВЫХ} \approx R_{OC}C\left(\frac{dU_{ВХ2}}{dt} - \frac{dU_{ВХ1}}{dt}\right).$$



$$U_{вых} = -R1\,C1\frac{dU_{вх1}}{dt} - R2\,C2\frac{dU_{вх2}}{dt} - R3\,C3\frac{dU_{вх3}}{dt} \ldots - R_N C_N\frac{dU_{вхN}}{dt}$$

*Рис. 7.16. Суммирующий дифференциатор.**

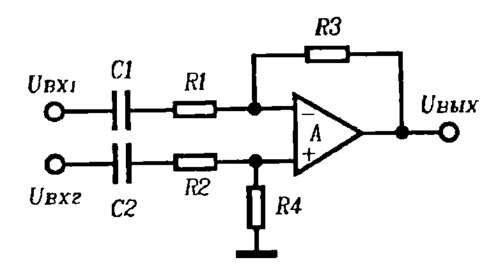


Рис. 7.17. Разностный дифференциатор.

Значение КОСС при рассогласовании элементов

$$КОСС \approx \frac{1 + j\omega C R_{OC}}{R_{OC} C \Delta(R_{OC} C)} \; ,$$

где $\Delta(R_{OC}C) = R_4 C_2 - R_3 C_1$.

ОУ также вносит свою долю погрешности в КОСС.

* Выражение для выходного напряжения суммирующего дифференциатора неправильное. Должно быть: $U_{ВЫХ} = -R_{OC}\cdot(C_1\cdot dU_{ВХ1}/dt + C_2\cdot dU_{ВХ2}/dt + \ldots + C_N\cdot dU_{ВХN}/dt)$. — *Прим. ред.*

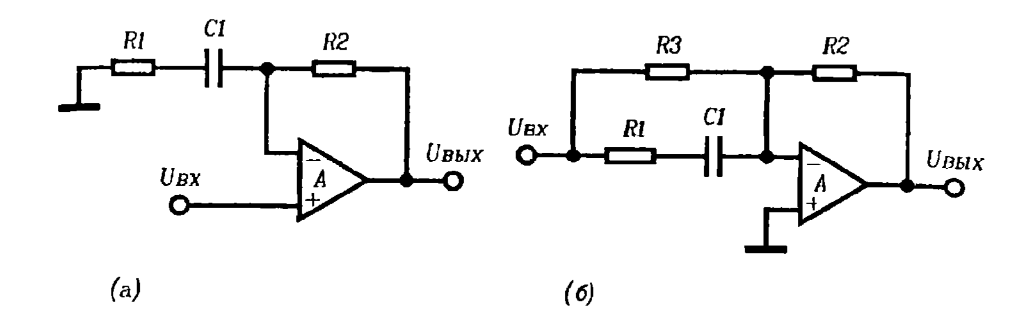


Рис. 7.18. Суммирование входного сигнала и его производной: а) неинвертирующее, б) инвертирующее.

На практике трудно трудно добиться удовлетворительной работы такой схемы из-за сложности согласования емкостей конденсаторов. Проще включить перед дифференциатором дополнительный дифференциальный усилитель.

Для суммирования сигнала с его производной применяется одна из схем, показанных на рис. 7.18.

Напряжение на выходе неинвертирующей схемы равно:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} + \frac{sC_1R_2}{(1+sC_1R_1)}\cdot U_{ВХ} \approx U_{ВХ} + C_1R_2\frac{dU_{ВХ}}{dt}$$

при $\omega \ll \frac{1}{R_1C_1}$.

Напряжение на выходе инвертирующей схемы равно:

$$U_{ВЫХ} = \frac{(1+sC_1(R_3+R_1))R_2}{R_3(1+sC_1R_1)}\cdot U_{ВХ} \approx -\frac{R_2}{R_3}U_{ВХ} - C_1R_2\frac{dU_{ВХ}}{dt} \; .$$

Если частота сигнала не превышает $1/2\pi(R_1C_1)$, а $R_1 \ll R_2$ и $R_1 \ll R_3$, то для неинвертирующей схемы

$$U_{ВЫХ} \approx U_{ВХ} + C_1R_2\frac{dU_{ВХ}}{dt} \; ,$$

а для инвертирующей

$$U_{ВЫХ} \approx -\frac{R_2}{R_3}U_{ВХ} - C_1R_2\frac{dU_{ВХ}}{dt} \; .$$

Операционный усилитель. Усилитель должен иметь достаточно широкую полосу пропускания и минимальные высокочастотные шумы. Для получения высокой точности или обнаружения очень малых скоростей изменения входного напряжения желательно применять ОУ с малыми напряжением смещения, дрейфом смещения и входными токами.

Конденсатор C_1 (см. основную схему рис. 7.11б — *прим. ред.*). Коэффициент усиления дифференциатора (т.е. постоянная времени R_2C_1) зависит от конкретных требований. Для заданного значения R_2C_1 целесообразно выбирать максимально большое значение C_1, но все же не более 1 мкФ, так как конденсаторы большей емкости громоздки и дороги. Увеличение емкости C_1 не должно привести к чрезмерному уменьшению сопротивления R_2 (менее 1 кОм), т.к. это может привести к перегрузке выхода ОУ.

Конденсатор C_2. Конденсатор C_2 должен быть достаточно стабилен во всем рабочем диапазоне температур. Обычно применяются керамические, слюдяные, полистирольные или поликарбонатные конденсаторы.

8. Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи

В логарифмирующих и экспоненциальных преобразователях для получения требуемой функциональной характеристики используются свойства смещенного в прямом направлении pn-перехода диода или биполярного транзистора. Такие преобразователи входят в качестве отдельных узлов в различные устройства, выполняющие математические операции. Логарифмирующие преобразователи применяются также для компрессии сигналов, имеющих большой динамический диапазон, например, речевых сигналов. Некоторые из рассмотренных в этой главе устройств перекрывают диапазон входных сигналов в 7 декад. В этой главе описываются как "дискретные" преобразователи, так и промышленные микросхемы.

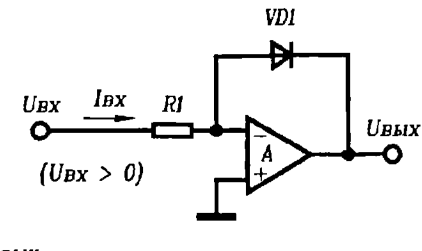
8.1. Логарифмирующие преобразователи

Схема, приведенная на рис. 8.1, чрезвычайно проста, но имеет много недостатков, в частности большие отклонения от логарифмической зависимости и дрейф выходного напряжения при изменениях температуры. Несмотря на то, что эта схема практически не применяется, она может послужить отправной точкой для изучения реальных логарифмирующих преобразователей.

Ток диода приближенно описывается выражением:

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1) ,$$

где I — ток через диод,
U — напряжение на диоде,
k — постоянная Больцмана,
q — заряд электрона,
I_0 — обратный ток диода,
T — температура в градусах Кельвина.



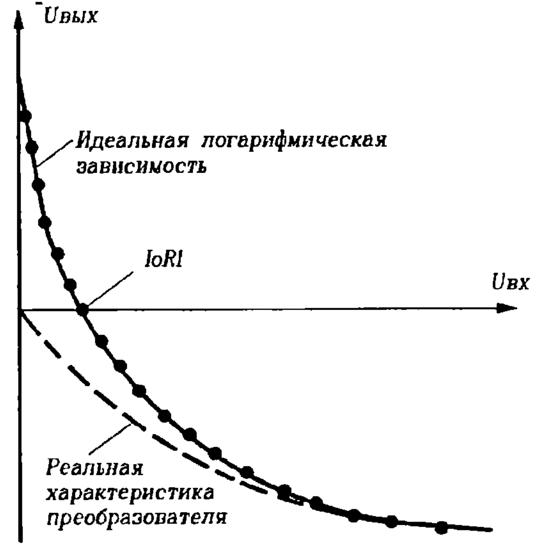


Рис. 8.1. Основная схема логарифмирующего преобразователя.

С учетом этого, для вышеприведенной схемы получим:

$$I_{BX} = U_{BX}/R_1 = -I_O(e^{\frac{qU_{вых}}{kT}} - 1),$$

следовательно

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\cdot\ln\left(\frac{U_{BX}}{R_1 I_O} - 1\right).$$

Для получения логарифмической зависимости необходимо, чтобы $U_{BX}/R_1 >> I_O$, т.е.

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{U_{BX}}{R_1 I_O}\right) = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{BX}}{I_O}\right).$$

Отметим, что для кремниевого диода типичный ток I_O составляет 10^{-9} А, а значение kT/q = 25 мВ при комнатной температуре.

Коэффициент передачи логарифмирующего преобразователя обычно определяется в вольтах на декаду изменения входного сигнала. Например, 3-декадный логарифмирующий усилитель должен работать при изменениях входного сигнала в диапазоне от 1 мВ до 1 В; 7-декадный логарифмирующий усилитель обеспечивает преобразование входных сигналов от 1 мкВ до 10 В. Отметим, что исключив резистор R_1, можно превратить базовый логарифмирующий преобразователь в логарифмирующий усилитель входного тока.

Учет объемного сопротивления диода приводит к соотношению:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{BX}}{I_O}\right) - I_{BX}R_{об},$$

где $R_{об}$ составляет примерно 10 Ом.

Если учесть влияние напряжения смещения и входных токов ОУ, то получим:

для логарифмирующего преобразователя напряжения:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{\frac{U_{BX} - U_{СМ.ВХ}}{R_1} - I_{СМ.ВХ}}{I_O}\right) + U_{СМ.ВХ};$$

для логарифмирующего преобразователя тока:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{BX} - I_{СМ.ВХ}}{I_O}\right) + U_{СМ.ВХ},$$

где $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ,
$I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ.

Простейший логарифмирующий преобразователь применяется редко из-за двух серьезных ограничений. Во-первых, он очень чувствителен к температуре (температура T входит в приведенные выше соотношения в явном виде, I_O также сильно зависит от температуры). Во-вторых, диоды не обеспечивают хорошей точности преобразования, т.е. зависимость между их прямым напряжением и током не совсем логарифмическая. Построить на кремниевых диодах общего назначения логарифмирующие усилители, работающие в диапазоне более 3 декад, практически невозможно. Транзисторы обеспечивают гораздо лучшую точность преобразования по сравнению с диодами. Многие транзисторы общего назначения в диодном включении обеспечивают удовлетворительное логарифмирование входных токов в диапазоне 7 декад. Лучшие параметры биполярного

транзистора обусловлены тем, что проводимость транзистора определяется основными носителями (электронами или дырками), а проводимость диода обеспечивают и электроны, и дырки. Зависимость коллекторного тока от напряжения база-эмиттер при нулевом напряжении база-коллектор приведена на рис. 8.2. Здесь I_S есть обратный ток насыщения транзистора. Значение I_S для маломощных биполярных транзисторов общего назначения составляет около 0,1 пА и зависит от температуры. Две распространенные схемы с заменой диода биполярным транзистором — с заземленной базой и в диодном включении — представлены на рис. 8.3.

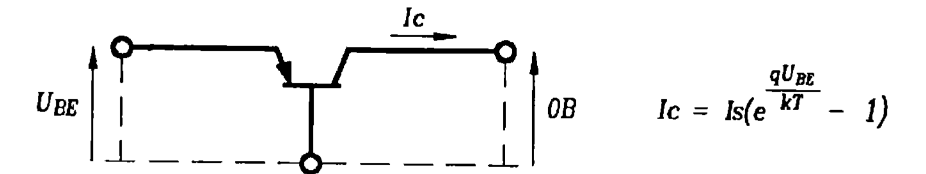
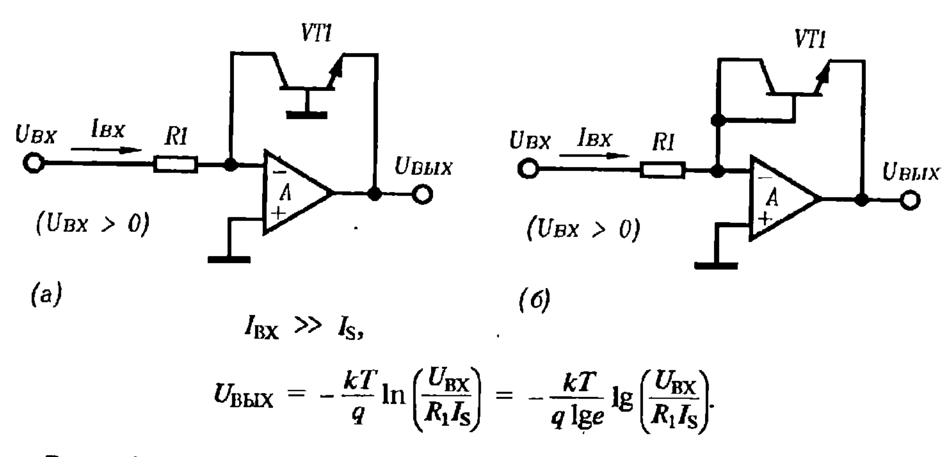


Рис. 8.2. Логарифмическое уравнение транзистора.

Отметим, что в обоих случаях напряжение база-коллектор практически равно нулю. В схеме рис. 8.3б база и коллектор соединены, и их токи замыкаются на виртуальную землю. В схеме с заземленной базой (рис. 8.3а) коллектор соединяется с виртуальной землей — инвертирующим входом ОУ. Основные свойства обеих схем сведены в табл. 8.1.



$$I_{BX} \gg I_S,$$

$$U_{BЫX} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{U_{BX}}{R_1 I_S}\right) = -\frac{kT}{q\lg e}\lg\left(\frac{U_{BX}}{R_1 I_S}\right).$$

Рис. 8.3. Применение биполярных транзисторов для логарифмирования: а) схема с заземленной базой, б) диодное включение.

Таблица 8.1. *Свойства двух основных схем логарифмирования.*

Схема с заземленной базой	Диодное включение
Широкий диапазон логарифмирования, точность.	Диапазон логарифмирования ограничен 3 или 4 декадами, так как базовый ток суммируется с коллекторным током транзистора.
Склонность к самовозбуждению, устраняется введением в схему дополнительных резистора и конденсатора.	Устойчивая динамическая характеристика.
Низкое быстродействие при малых входных токах из-за введения дополнительного корректирующего конденсатора.	Более высокое быстродействие. Полярность входного напряжения легко изменить на обратную, "перевернув" транзистор.
Эмиттер должен быть подключен к выходу ОУ. Для отрицательных входных напряжений используется pnp-транзистор или дополнительный инвертирующий каскад.	Для получения хорошей точности логарифмирования применяется транзистор с большим значением h_{21E}.

Выходное напряжение обеих схем, приведенных на рис. 8.3, изменяется от 0 до –0,7 В, т.е. до напряжения на прямо смещенном диоде. Выходное напряжение можно увеличить, введя два резистора R_2 и R_3 (рис. 8.4). Сопротивления резисторов R_2 и R_3 должны быть достаточно малыми, чтобы ток транзистора не влиял на делитель напряжения R_2, R_3, от которого зависит коэффициент передачи преобразователя.

Логарифмирующий преобразователь инвертирует входное напряжение. Для получения положительного выходного напряжения при отрицательных входных сигналах в схеме с диодным включением нужно просто изменить подключение выводов транзистора; в схеме с заземленной базой для этого надо заменить npn-транзистор на pnp-транзистор, или включить на входе инвертирующий каскад.

Входные сигналы обратной полярности могут вывести транзистор из строя, так как ОУ при этом входит в насыщение, и на переход база-эмиттер подается обратное напряжение, практически равное напряжению питания (обычно переход база-эмиттер весьма чувствителен к обратным напряжениям). Для защиты переходов транзистора включаются дополнительные диоды. Три различных варианта защиты транзистора в схеме с заземленной базой показаны на рис. 8.5. Далее отмечены основные моменты, касающиеся этих способов защиты.

$$U_{вых} = -\left(1+\frac{R2}{R3}\right)\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{U_{вх}}{I_S R1}\right) = -59\,мВ\left(1+\frac{R2}{R3}\right)\lg\left(\frac{U_{вх}}{I_S R1}\right)$$

Рис. 8.4. Увеличение размаха выходного напряжения.

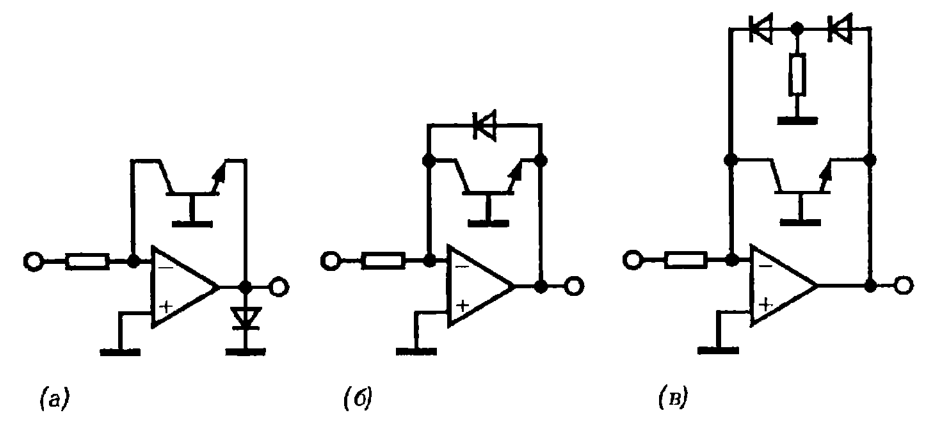


Рис. 8.5. Применение диодов для защиты транзистора: а) ограничитель выходного напряжения, б) ограничитель в цепи обратной связи, в) Т-образный ограничитель для уменьшения токов утечки.

— Ограничение выходного напряжения ОУ. При таком способе ОУ должен содержать внутреннюю схему защиты выхода от короткого замыкания. Достоинство данного варианта состоит в том, что диод не влияет на работу схемы в "штатном" режиме, однако после выброса обратного входного напряжения ОУ должен восстанавливаться из состояния ограничения выходного тока, а это происходит относительно медленно. Кроме того, при подаче сигналов обратной полярности ОУ нагревается, что приводит к увеличению дрейфа смещения.

— Ограничение в цепи обратной связи. В этом случае фиксирующий диод вносит дополнительную погрешность из-за протекания через него при обычной работе обратного тока утечки.

— Т-образный ограничитель. При обычной работе обеспечивается малый ток утечки; при появлении сигнала обратной полярности не возникает жесткого ограничения выходного напряжения ОУ, поэтому восстановление схемы достаточно быстрое.

Из выражения для тока через транзистор следует, что нижний предел рабочих токов схемы равен I_S ($\approx$ 0,1 пкА). Однако в реальных преобразователях наименьший ток обычно определяется напряжением смещения и входными токами ОУ. При малых входных сигналах необходимо применять ОУ с полевыми транзисторами на входе для обеспечения минимальных входных токов смещения. Повысить чувствительность преобразователя в области малых сигналов, расширив тем самым диапазон логарифмирования, можно, введя балансировку схемы по напряжению смещения и разности входных токов. В точных логарифмирующих преобразователях используются независимые балансировки входного напряжения смещения и разности входных токов.

Наибольший входной ток, который может быть логарифмирован схемами на транзисторах, ограничен погрешностью, возникающей из-за наличия объемного сопротивления $R_{об}$ транзистора. Оно включает в себя сопротивление полупроводника, контактные сопротивления и сопротивления подводящих проводников. Для маломощных транзисторов объемное сопротивление обычно составляет около 10 Ом, и возникающие по этой причине погрешности начинают сказываться уже при токах порядка 0,1 мА. Влияние $R_{об}$, однако, можно компенсировать (рис. 8.6). Резисторы R_2 и R_3 необходимо выбрать так, чтобы $R_2/R_3 = R_{об}/R_1$. Обычно сопротивление R_2 невелико (10 Ом — 100 Ом), значение R_3 намного больше.

Частотная характеристика схемы с диодным включением приведена на рис. 8.7, где $A_V(j\omega)$ — коэффициент усиления ОУ с разомкнутой обратной связью, а $1/\beta$ — коэффициент передачи петли обратной связи:

$$1/\beta = 1 + r_e/R_1,$$

где r_e — дифференциальное сопротивление эмиттера транзистора для малого сигнала.

Отметим, что $r_e = kT/qI_{BX} = 25$ мВ$/I_{BX}$ при комнатной температуре.

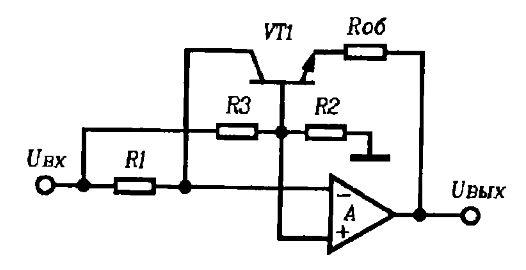


Рис. 8.6. Компенсация объемного сопротивления.

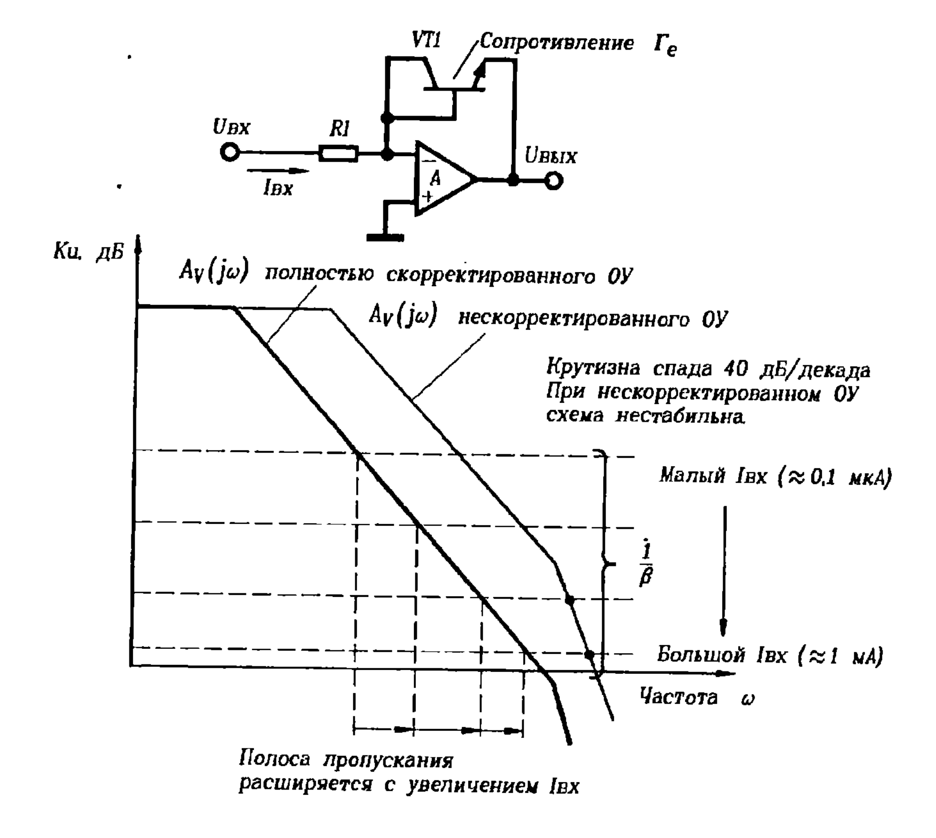


Рис. 8.7. Диаграмма Боде для схемы с транзистором в диодном включении.

Нетрудно заметить, что при увеличении $I_{ВХ}$ значение r_e уменьшается, что показывает следующая таблица:

$I_{ВХ}$	r_e
100 нА	250 кОм
1 мкА	25 кОм
10 мкА	2,5 кОм
100 мкА	250 Ом
1 мА	25 Ом

При уменьшении входного тока ширина полосы пропускания логарифмирующего преобразователя сужается. Такое сужение полосы при уменьшении входного сигнала свойственно большинству схем логарифмирующих усилителей. Напомним также, что если 1/β и $A_V(\omega)$ пересекаются с взаимным наклоном 40 дБ/декада или больше, то схема с замкнутой петлей обратной связи становится неустойчивой.

Схема с транзистором в диодном включении, как правило, оказывается устойчивой при использовании полностью скорректированного ОУ. Если используется ОУ с неполной коррекцией, в логарифмирующем преобразователе возникают "звоны", и он может даже стать неустойчивым на высоких частотах (близких к частоте единичного усиления, рис. 8.7) при больших входных токах.

Гораздо более серьезно обстоят дела с устойчивостью в схеме с заземленной базой, если она не скорректирована надлежащим образом. Неустойчивость ее объясняется тем, что в схеме есть элемент, вносящий дополнительное усиление, поэтому общий коэффициент передачи петли обратной связи повышается. Одной из основных причин неустойчивости является дополнительный фазовый сдвиг (рис. 8.8), вносимый конденсатором C_I, входной емкостью и емкостью коллектор-база транзистора.

Как следует из рис. 8.8, коэффициент обратной связи 1/β определяется соотношением:

$$\beta = U_I/U_{ВЫХ},$$

тогда

$$1/\beta = U_{ВЫХ}/U_I = (r_e/R_I)\|C_I = r_e/R_I\cdot(1 + j\omega R_I C_I),$$

где

$$r_e = kT/qI_{ВХ} = 25\ мВ/I_{ВХ} \quad \text{при комнатной температуре.}$$

Диаграммы Боде схемы с заземленной базой для некоторых характерных значений входных токов показаны на рис. 8.8. ОУ полностью скорректирован, частота единичного усиления равна 1 МГц, R_I = 50 кОм,

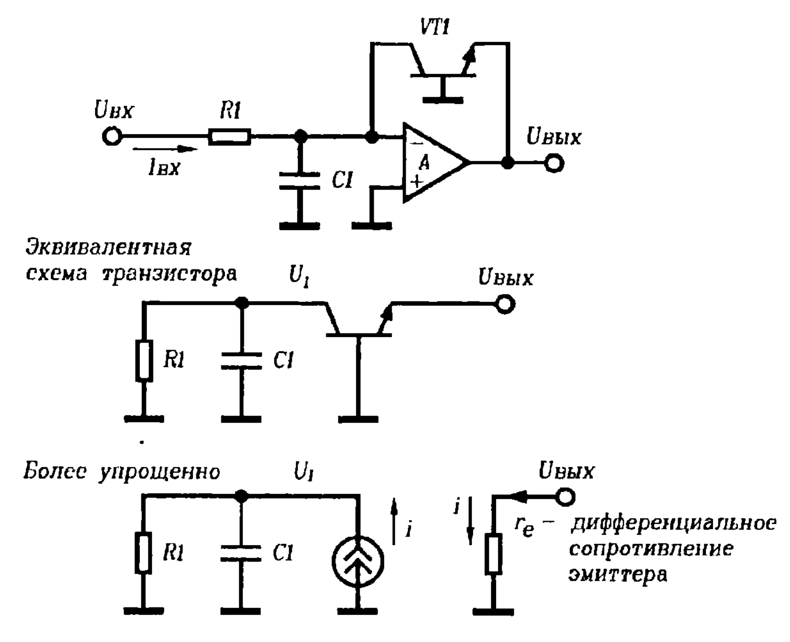


Рис. 8.8. Паразитные емкости в схеме с заземленной базой.

C_1 = 20 пФ и $U_{ВХ}$ изменяется от 0,5 мВ до 5 В (т.е. $I_{ВХ}$ — от 10 нА до 0,1 мА). Из диаграмм следует, что схема оказывается неустойчивой при $I_{ВХ}$ > 100 нА, т.е. в тех случаях, когда кривые 1/β и $A_V(j\omega)$ пересекаются с взаимным наклоном более 40 дБ/декада. Можно устранить неустойчивость, включив конденсатор C_2 между инвертирующим входом и выходом ОУ; конденсатор вводит дополнительный полюс в характеристику 1/β и ограничивает полосу пропускания логарифмирующего усилителя на уровне $1/(2\pi r_e C_2)$. Емкость конденсатора C_2 может оказаться довольно большой (порядка 1 нФ), так как сопротивление r_e при больших входных токах невелико. Такая большая емкость резко ограничивает скорость нарастания выходного напряжения и ширину полосы пропускания преобразователя при малых входных токах. Ограничение скорости нарастания вызвано тем, что конденсатор C_2 должен заряжаться входным током $I_{ВХ}$, и при $I_{ВХ}$ = 0,01 мкА скорость нарастания составит $I_{ВХ}/C_2$ = 0,01 мкА/1 нФ, т.е. всего 10 В/с. Ширина полосы пропускания при таком токе будет равна $1/(2\pi r_e C_2)$ = 64 Гц. Уменьшить необходимую емкость конденсатора можно, увеличив эффективное значение r_e включением дополнительного резистора R_2 (рис. 8.10). В приведенных выше соотношениях эффективное значение r_e следует заменить на (R_2 + r_e).

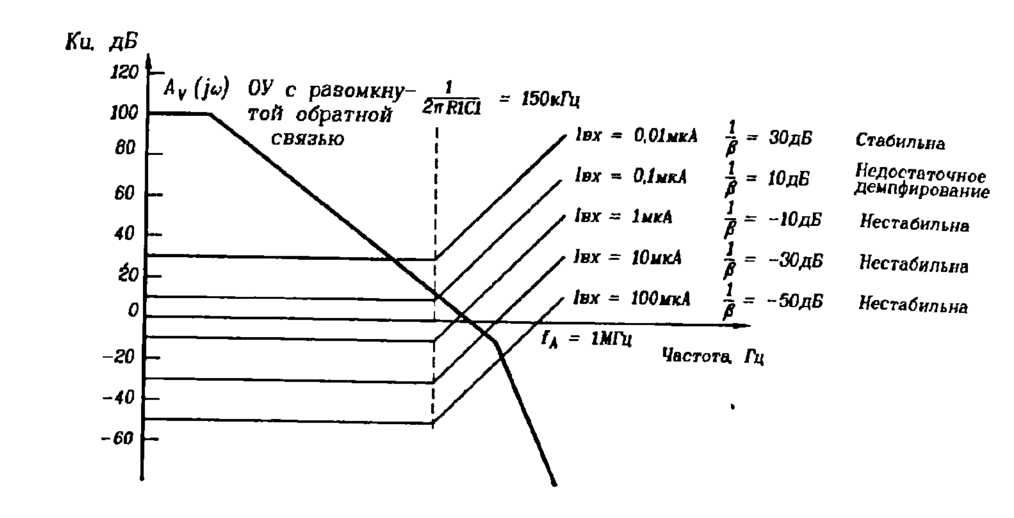


Рис. 8.9. Диаграмма Боде для схемы с заземленной базой.

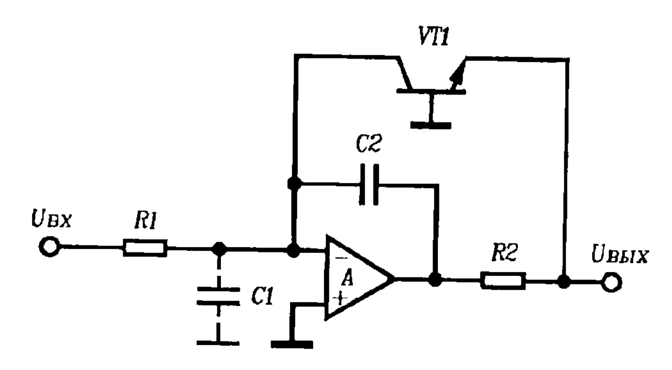


Рис. 8.10. Частотная коррекция логарифмирующего преобразователя.

Коэффициент передачи 1/β(jω) определяется теперь выражением:

$$1/\beta(j\omega) = \frac{R_2 + r_e}{R_1} \cdot \frac{(1 + j\omega(C_1 + C_2)R_1)}{(1 + j\omega(R_2 + r_e)C_2)} .$$

Эффект применения резистора R_2 и конденсатора C_2 иллюстрируется диаграммой Боде на рис. 8.11. Сопротивление R_2 нужно выбирать максимально возможным, но с учетом того, чтобы ОУ не оказался в состо-

янии насыщения при максимальном входном токе. Оно определяется соотношением:

$$R_{2max} = \frac{(U_{нас} - U_{ВЫХmax})}{(I_{ВХmax} + I_{Hmax})} ,$$

где $U_{нас}$ — напряжение насыщения ОУ,

$U_{ВЫХmax}$ — максимальное выходное напряжение логарифмирующего преобразователя,

$I_{ВЫХmax}$ — максимальный выходной ток,

$I_{ВХmax}$ — максимальный входной ток,

I_{Hmax} — максимальный ток нагрузки.

Рассмотрим типичный пример: напряжение питания ОУ равно ±15 В. При этом напряжение насыщения обычных ОУ составляет примерно ±12 В. Значение $U_{ВЫХmax}$ равно падению напряжения на диоде (около 0,7 В), к схеме подключена внешняя нагрузка с потреблением тока не более 1 мА. Максимальный входной ток равен 100 мкА. Следовательно, сопртивление резистора R_2 должно быть не более 11 кОм. Выбрав для R_2 значение, равное примерно половине максимального, т.е. 4.7 кОм, можно быть уверенным, что ОУ не окажется в насыщении: максимальное выходное напряжение его не превысит 6 В.

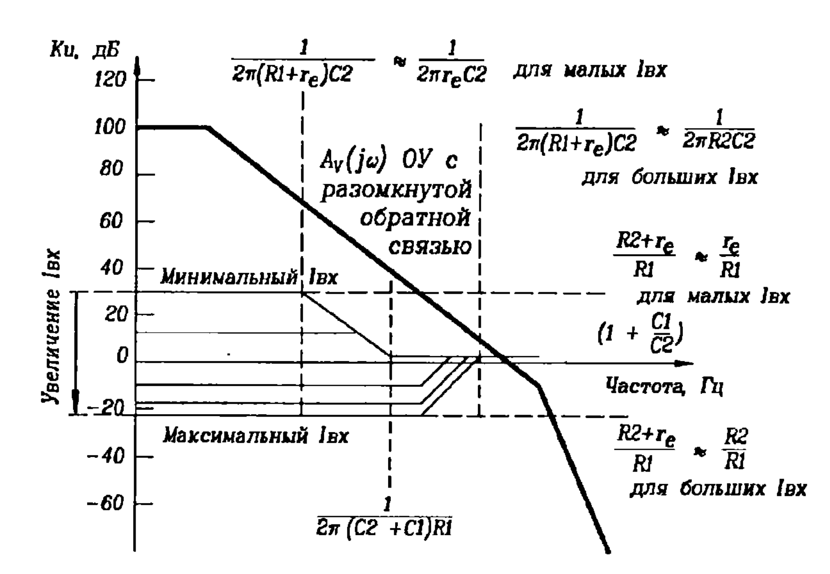


Рис. 8.11. Диаграмма Боде при подключенных корректирующих цепях

Для устойчивой работы преобразователя при максимальном входном токе, вводимый конденсатором C_2 полюс должен лежать на частоте, существенно меньшей частоты единичного усиления ОУ f_A (равной 1 МГц), например, на 500 кГц. Получаем, что $1/2\pi(R_2 + r_e)C_2 = 500$ кГц. Тогда минимальная емкость C_2 при $I_{ВХ} = 0,1$ мА и $r_e = 250$ Ом получается равной 64 пФ, выбираем номинальное значение 100 пФ.

Ширина полосы пропускания при минимальном входном токе будет равна при этом:

$$f_0 \approx 1/2\pi(R_2 + r_e)C_2 = 640 \text{ Гц}$$

(поскольку $r_e = 2,5$ МОм при $I_C = 0,01$ мкА).

Напомним основные этапы вычисления значений R_2 и C_2.

— Определить значение R_2, исходя из условия ненасыщения ОУ во всех режимах работы.

— Определить емкость C_2; она должна быть такой, чтобы частота $1/2\pi(R_2 + r_e)C_2$ гарантированно лежала ниже частоты единичного усиления ОУ. Если логарифмирующий преобразователь оказывается неустойчивым при максимальном входном сигнале, увеличить емкость C_2.

— Проверить, что ширина полосы пропускания логарифмирующего преобразователя при минимальном входном сигнале удовлетворяет поставленной задаче. Если это не так, придется использовать более быстродействующий ОУ и вычислить новое значение C_2 (для другого значения f_A).

Один из способов увеличения эффективного значения R_2 при больших входных токах без насыщения ОУ показан на рис. 8.12. Резисторы R_3 и диод VD_2 образуют цепь с высоким дифференциальным выходным сопротивлением при больших входных сигналах и малым — при малых сигналах. Эффективное значение R_2 увеличивается только при больших сигналах, однако это не приводит к насыщению ОУ, которое происходило бы при простом увеличении сопротивления резистора R_2. При этом можно уменьшить емкость конденсатора C_2 для повышения быстродействия схемы. Обычно сопротивление R_3 лежит в диапазоне от 50 Ом до 500 Ом. Наилучших результатов можно добиться, используя в качестве диода VD_2 транзистор в диодном включении, параметры которого идентичны параметрам логарифмирующего транзистора (оптимальный вариант — транзисторная сборка на одном кристалле).

Ранее было показано, что при уменьшении входных сигналов полоса пропускания логарифмирующего преобразователя сужается. Следовательно, преобразователь будет медленно реагировать на ступенчатые перепады при малых входных сигналах и быстро — при больших. Для предыдущей

схемы при входном перепаде ±5% и различных средних значениях $U_{ВХ}$ получим следующие времена установления:

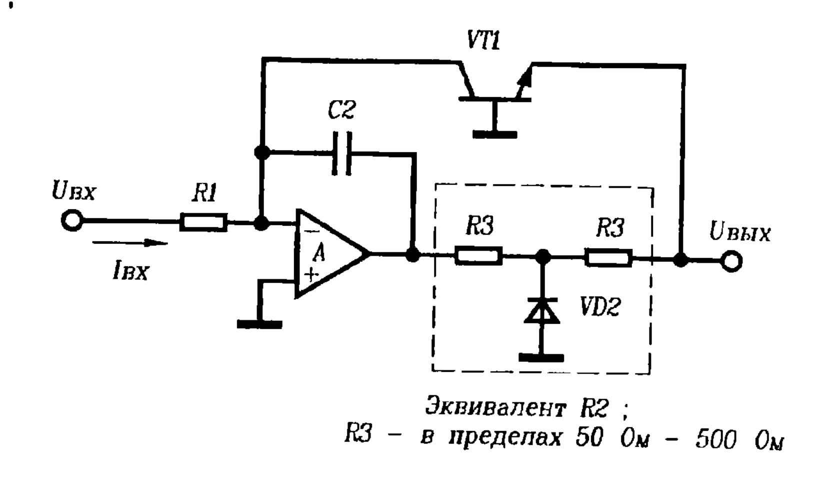
$U_{ВХ}$	Время установления (до уровня 95% окончательного значения)
0,5 мВ	750 мкс (ограничено схемой коррекции для малых входных сигналов и примерно равно $3C_2(R_2 + r_e)$).
7,0 В	1 мкс (ограничено скоростью нарастания ОУ, в выходном сигнале может появиться небольшой "звон").

Кроме того, переходная характеристика логарифмирующего преобразователя будет нелинейной. Он быстрее реагирует на увеличивающиеся сигналы, чем на уменьшающиеся (т.е. имеет меньшее время нарастания и большее время спада). Объясняется это тем, что при увеличении сигнала постоянная времени уменьшается, а при уменьшении сигнала — увеличивается.

Частотную характеристику логарифмирующего преобразователя можно измерить, суммируя синусоиду с постоянным напряжением и подавая полученный сигнал на вход преобразователя. Размах переменной составляющей должен быть не больше 5% от постоянного уровня. Этим способом можно измерить частотную характеристику преобразователя во всем диапазоне входных сигналов постоянного тока. Аналогично, для определения переходной характеристики при ступенчатом входном сигнале можно подать на вход сумму сигналов постоянного тока и прямоугольных импульсов небольшой амплитуды.

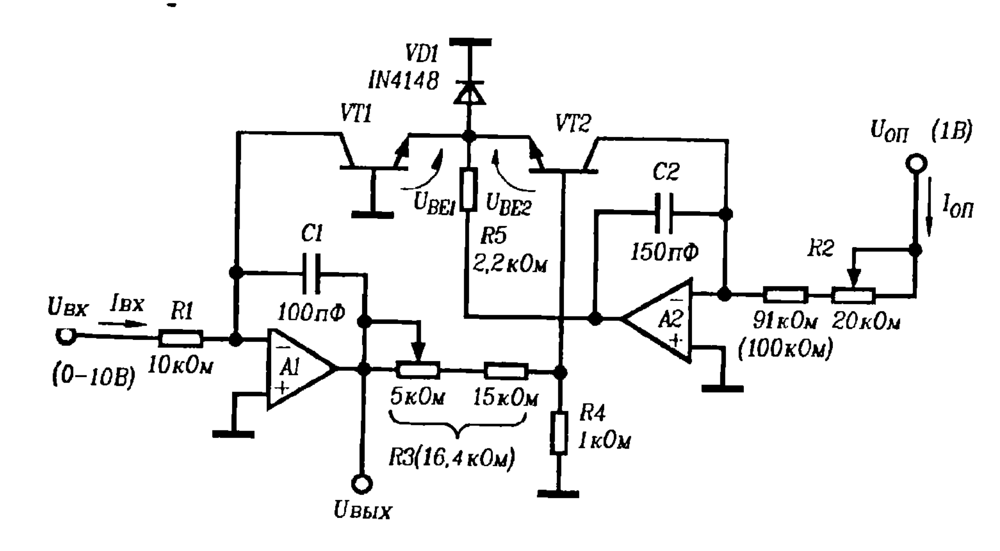
Основная проблема рассмотренных выше простых схем связана с температурной нестабильностью коэффициентов I_S и kT/q. Рассматриваемые ниже схемы преобразователей также строятся на основе транзисторов и ОУ. Однако влияние температурной нестабильности тока I_S в них сводится к минимуму благодаря применению согласованных транзисторов. Влияние температурных изменений коэффициента kT/q можно уменьшить, включив в схему термистор. Для упрощения схем на них не показаны такие элементы, как защитные диоды и элементы компенсации напряжения смещения и разности входных токов.

С помощью дополнительного ОУ и применения согласованных транзисторов VT_1 и VT_2 можно значительно уменьшить влияние нестабильности тока I_S. Этот способ использован в схеме, показанной на рис. 8.13, и применяется в некоторых промышленных логарифмирующих преобразователях.



Эквивалент R2 ;
R3 – в пределах 50 Ом – 500 Ом

Рис. 8.12. Применение нелинейной корректирующей цепи.



A_1 и A_2 — полностью скорректированные ОУ с полевым входом, VT_1 и VT_2 — согласованная пара (например, LM394).

Рис. 8.13. Практическая схема логарифмирующего преобразователя (1).

Напряжения, отмеченные на рисунке, связаны соотношением:

$$\frac{R_4}{R_3+R_4}U_{ВЫХ} = U_{BE1} - U_{BE2} \quad .$$

Кроме того,

$$U_{BE1} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{ВХ}}{I_{S1}}\right), \qquad U_{BE2} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{ОП}}{I_{S2}}\right) \; ;$$

поэтому $$\frac{R_4}{R_3+R_4}U_{ВЫХ} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{ВХ}}{I_{S1}}\cdot\frac{I_{S2}}{I_{ОП}}\right) .$$

Поскольку транзисторы VT_1 и VT_2 согласованы, $I_{S1} = I_{S2}$, и

$$U_{ВЫХ} = -\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)\frac{kT}{q}\cdot\ln\left(\frac{I_{ВХ}}{I_{ОП}}\right) \qquad \text{или}$$

$$U_{ВЫХ} = -\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)\frac{kT}{q\cdot\lg e}\cdot\lg\left(\frac{U_{ВХ}R_2}{U_{ОП}R_1}\right) .$$

Потенциометр R_2 служит для установки эталонного тока $I_{ОП}$, а с помощью R_3 подстраивается коэффициент передачи. Для указанных сопротивлений резисторов $U_{ВЫХ} = 0$ при $U_{ВХ} = 100$ мВ и коэффициент передачи равен 1 В/декада.

Отметим, что выходное напряжение этой схемы отрицательно при $I_{ВХ} > I_{ОП}$, равно нулю при $I_{ВХ} = I_{ОП}$ и положительно при $I_{ВХ} < I_{ОП}$. Напомним, что и $I_{ВХ}$, и $I_{ОП}$ должны быть положительными.

Точность логарифмирования при малых входных сигналах ограничивается входным напряжением смещения и разностью входных токов ОУ A_1. Наибольший входной сигнал ограничен объемным сопротивлением транзистора VT_1. О расширении диапазона входных сигналов шла речь на предыдущих страницах этой главы. Соответствие передаточной характеристики логарифмической зависит, в основном, от транзистора VT_2, так как при изменениях выходного напряжения изменяется и его напряжение коллектор–база. Это приводит к небольшому изменению U_{BE2} (обычно не более, чем на 1%). Точность соответствия можно повысить, подключив неинвертирующий вход ОУ A_2 к базе транзистора VT_2, а не к земле. В этом случае для подачи эталонного тока $I_{ОП}$ лучше использовать источник тока, а не просто резистор R_2.

Как отмечалось выше, конденсатор C_2 и резистор R_5 применяются для частотной коррекции каскада на транзисторе VT_2 и ОУ A_2. Гораздо сложнее вычислить оптимальные значения элементов коррекции для ОУ A_1, так как в цепь его обратной связи включены транзисторы VT_1, VT_2 и ОУ A_2. ОУ A_1 корректируется с помощью конденсатора C_1 и резисторов R_3, R_4. Обычно емкость конденсатора C_1 рассчитывается вышеописанным способом, а затем подбирают ее в сторону увеличения, добиваясь компенсации влияния транзистора VT_2 и ОУ A_2. Таким образом, оптимальное значение конденсатора C_1 подбирается экспериментально.

Коэффициент пропорциональности логарифмирующего преобразователя определяется выражением:

$$V_K = \frac{R_3+R_4}{R_4}\cdot\frac{kT}{q} \; ;$$

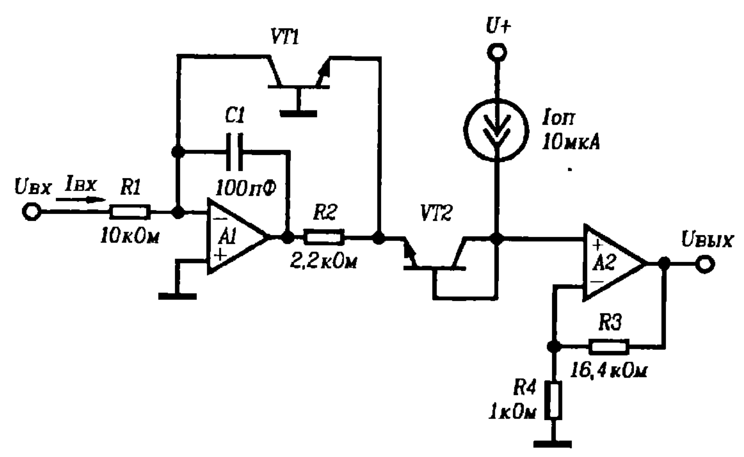
его температурный коэффициент равен 0,33%/°C при комнатной температуре. Для компенсации этой температурной зависимости резистор R_4 заменяют термистором с температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) +0,33%/°C. Кроме того, для получения размаха выходного напряжения в несколько вольт обычно делают $R_4 > R_3$ (примерно в 10 раз).

Резистором R_3 можно подстроить коэффициент пропорциональности. Если в качестве R_4 применяется термистор, его нужно разместить рядом с транзисторами VT_1 и VT_2. Такая температурная компенсация на порядок снижает дрейф коэффициента пропорциональности.

Похожая на предыдущую схема представлена на рис. 8.14. Она также применяется в промышленных логарифмирующих преобразователях. В этой схеме транзистор VT_1 осуществляет логарифмирование, а транзистор VT_2 используется как опорный. Поскольку транзистор VT_2 служит только эталоном, он используется в диодном включении. Резистор R_4 можно также заменить термистором. При указанных на схеме значениях элементов ее коэффициент преобразования такой же, как у схемы на рис. 8.13.

Если требуется получить логарифм отношения двух сигналов (а не просто сигнала и эталона), обе приведенные схемы не подходят. Отметим, что их эталонный вход можно было бы использовать как сигнальный, но в этом случае не обеспечивается достаточная точность логарифмирования. Для логарифмирования отношения двух сигналов предназначена схема, показанная на рис. 8.15. Она содержит два простых преобразователя на базе ОУ A_1 и A_2, выходы которых соединены с входами дифференциального усилителя на ОУ A_3 (подробнее о дифференциальных усилителях см. гл. 1).

Дифференциальный усилитель вычитает один логарифм из другого. Отметим, что резисторы дифференциального усилителя должны быть очень точно согласованы. В дополнительном каскаде на ОУ A_4 в качестве R_5 или R_6 можно использовать термистор для компенсации температурного дрейфа коэффициентов пропорциональности логарифмирующих преобразователей.



$$U_{ВЫХ} = -\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)\frac{kT}{q}\cdot\ln\left(\frac{I_{ВХ}}{I_{ОП}}\right) \text{ при согласованных } VT_1 \text{ и } VT_2.$$

Рис. 8.14. Практическая схема логарифмирующего преобразователя (2).

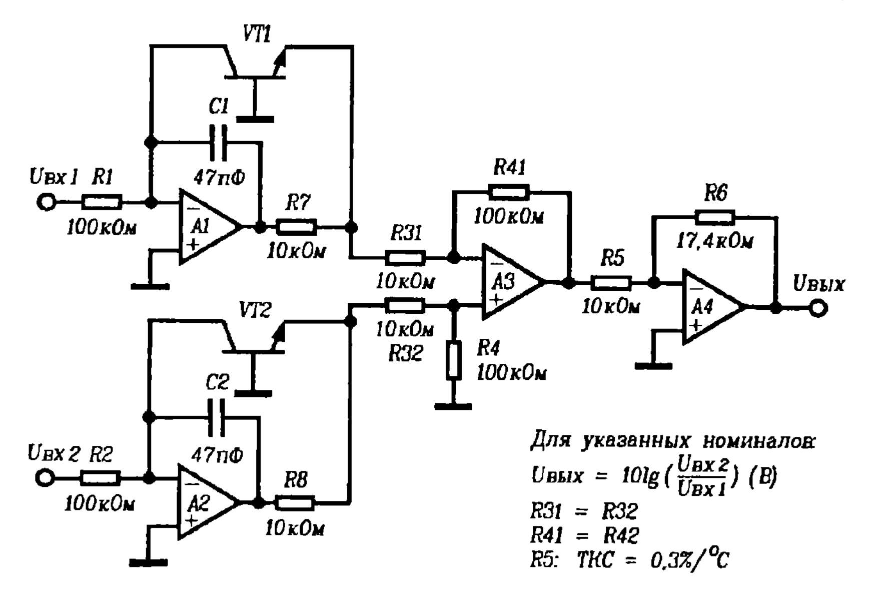


Рис. 8.15. Преобразователь для логарифмирования отношения двух сигналов.

Характеристика логарифмирующего преобразователя обычно имеет вид:

$$U_{ВЫХ} = -V_К \lg\left(\frac{U_{ВХ}+U_{СМ.ВХ}}{U_{ОП}}\right).$$

В отличие от обычного усилителя, выходное смещение не может быть сведено к нулю традиционными способами, поскольку логарифм нуля равен минус бесконечности. Для логарифмирующего преобразователя применяется несколько более сложная процедура настройки.

— Установить очень малое значение $U_{ОП}$.
— Замкнуть вход на землю ($U_{ВХ} = 0$), теперь $U_{ВЫХ} = -V_К\cdot\lg(U_{СМ.ВХ}/U_{ОП})$
— Подстроить $U_{СМ.ВХ}$ до получения достаточно большого отрицательного $U_{ВЫХ}$.

Пусть, например, $V_К = 1$ В (т.е. коэффициент преобразования равен 1 В/декада). Установим $U_{ОП} = 0{,}1$ В.

Далее если $U_{ВЫХ} = -2$ В, то $U_{СМ.ВХ} = 1$ мВ,
если $U_{ВЫХ} = -3$ В, то $U_{СМ.ВХ} = 100$ мкВ,
если $U_{ВЫХ} = -4$ В, то $U_{СМ.ВХ} = 10$ мкВ.

Таким образом, корректируя $U_{СМ.ВХ}$ до получения $U_{ВЫХ}$ более −4 В, можно быть уверенным, что $U_{IO} < 10$ мкВ. Если вход $U_{ОП}$ является сигнальным, то его смещения можно устранить аналогичным способом.

Оптимальное эталонное напряжение $U_{ОП}$ равно среднему геометрическому между наименьшим $U_{ВХmin}$ и наибольшим $U_{ВХmax}$ уровнями сигналов, т.е. $U_{ОП} = (U_{ВХmin}\cdot U_{ВХmax})^{1/2}$. Такое значение обеспечивает одинаковый размах положительного и отрицательного напряжений на выходе. Если установить другое значение, размах на выходного напряжения будет несимметричным относительно нуля.

Для настройки эталонного напряжения следует установить $U_{ВХ} = U_{ОП}$ (т.е. равным необходимому эталонному напряжению), а затем подстраивать $U_{ОП}$ до получения $U_{ВЫХ} = 0$ В. Это соответствует равенству:

$$U_{ВЫХ} = -V_К \lg\left(\frac{U_{ВХ}}{U_{ОП}}\right) = 0 \text{ В}, \quad (\text{т.е. } U_{ВХ} = U_{ОП}).$$

Рекомендации по выбору элементов

Транзисторы. При разработке схемы на дискретных компонентах можно использовать согласованные транзисторные пары, например LM394 или MAT-01 (наиболее близкие отечественные аналоги — микросхемы серий 159 и 198, а также транзисторные пары 2ТС393, КТС394. КТС395 — *прим. ред.*).

Операционный усилитель. Входное напряжения смещения и входные токи ОУ ограничивают минимально возможную величину входного сигнала. Если схема имеет токовый вход, основная погрешность связана с входным током смещения ОУ. В этом случае применяют ОУ с входом на полевых транзисторах. В схемах с входом по напряжению вносимая ОУ погрешность равна $U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}R_1$. Если сбалансировать $U_{СМ.ВХ}$, то основным источником погрешности может стать ток $I_{СМ.ВХ}$, поэтому и здесь лучше выбрать ОУ с полевыми входами. Для достижения очень малых значений $U_{СМ.ВХ}$ можно использовать ОУ с КМОП-входом и периодической коррекцией дрейфа. Для логарифмирования высокочастотных сигналов потребуется быстродействующий ОУ.

Резисторы. Для температурной компенсации параметра kT/q используются термисторы с ТКС, примерно равным 0,3%/°С.

8.2. Экспоненциальные преобразователи

Основная схема (рис. 8.16) похожа на простой логарифмирующий преобразователь (рис. 8.1), но в ней диод и резистор меняются местами. Получение экспоненциальной передаточной характеристики основывается на приведенной ранее логарифмической зависимости между напряжением и током pn-перехода. Данная схема очень проста и редко применяется на практике из-за присущих ей многих ограничений; но она может послужить отправной точкой для разработки практической схемы экпоненциального преобразователя. Проектирование таких преобразователей имеет много общего с разработкой логарифмирующих схем, поскольку для них справедливо многое из того, что было сказано выше.

Исходные выражения для расчета передаточной характеристики:

$$I_{ВХ} = I_О(e^{\frac{qU_{ВХ}}{kT}} - 1) ,$$

$$I_{ВХ} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_{ОС}} ;$$

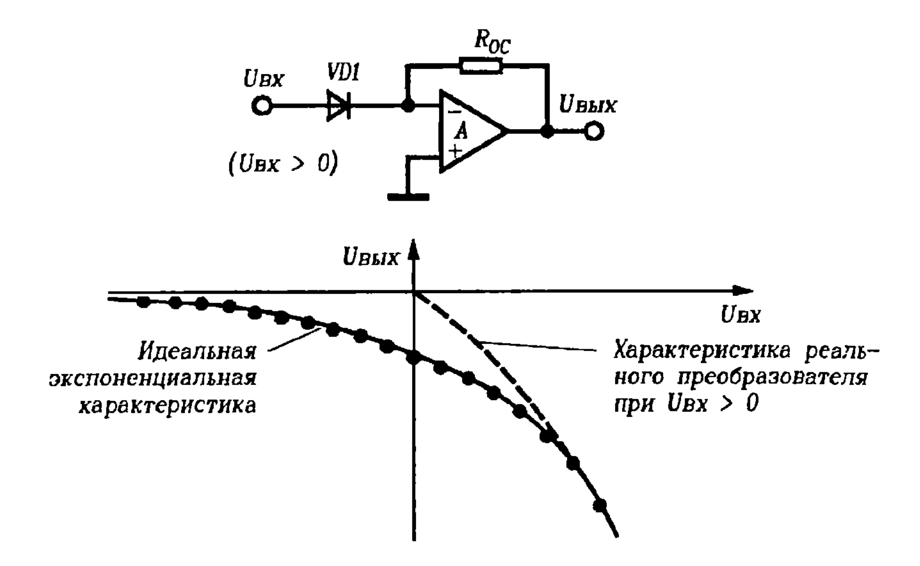


Рис. 8.16. Основная схема экспоненциального преобразователя.

следовательно,

$$U_{ВЫХ} = -I_О R_{ОС}(e^{\frac{qU_{ВХ}}{kT}} - 1) = -I_О R_{ОС}\, e^{\frac{qU_{вх}}{kT}} \qquad (\text{при } e^{\frac{qU_{вх}}{kT}} \gg 1) .$$

С учетом смещения ОУ и его входных токов:

$$U_{ВЫХ} = -I_О R_{ОС}(e^{\frac{q}{kT}(U_{ВХ} - U_{СМ.ВХ})}) - I_{СМ.ВХ}R_{ОС} + U_{СМ.ВХ} ,$$

где $I_{СМ.ВХ}$ — входной ток смещения ОУ,
$U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения.

Основные проблемы для этой схемы связаны с тем, что I_0 и kT/q зависят от температуры, а характеристика диода не вполне совпадает с экспоненциальной. Как правило, диод заменяют транзистором, характеристика которого ближе к экспоненциальной (с точностью до 0,5%) в широком диапазоне, достигающем иногда семи декад. Обычно включают его так, как показано на рис. 8.17. Для этой схемы:

$$U_{ВЫХ} = -I_S R_{ОС}\, e^{\frac{q}{kT}U_{вх}} ,$$

где I_S — обратный ток насыщения (примерно 0,1 пА), зависящий от температуры.

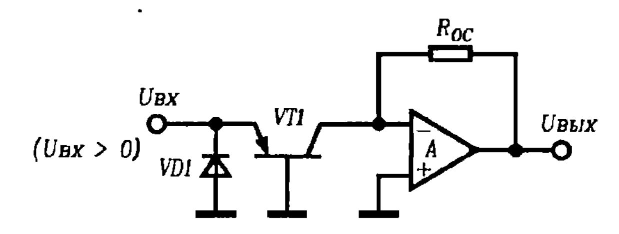


Рис. 8.17. Основная схема экспоненциального преобразователя с заземленной базой.

В экспоненциальных преобразователях обычно применяется показанное на рис. 8.17 включение с заземленной базой, которое обеспечивает лучшее соответствие передаточной характеристики экспоненте по сравнению с диодным включением транзистора. Напомним, что транзисторы весьма чувствительны к большим обратным напряжениям база-эмиттер, поэтому на входе схемы необходимо включать защитный диод для предохранения ее от отрицательных входных сигналов. Входное напряжение не должно превышать 1 В, в противном случае ток базы транзистора может оказаться слишком большим, что приведет к выходу его из строя. Для расширения диапазона входных сигналов можно было бы включить делитель напряжения. Однако сопротивления резисторов делителя должны быть очень малыми, чтобы избежать его шунтирования транзистором. Для преобразования отрицательных входных напряжений вместо pnp-транзистора используют npn-транзистор.

Наименьшее входное напряжение, которое можно преобразовать с достаточной точностью, ограничивается уравнением транзистора:

$$I = I_S(e^{\frac{q}{kT}\cdot U_{ВХ}} - 1) ,$$

причем $U_{ВХ} >> kT/q$ (равного 25 мВ при комнатной температуре), т.е. входной сигнал $U_{ВХ}$ должен быть больше 25 мВ.

Значения входного напряжения смещения и входного тока ОУ не столь критичны, как для логарифмирующего преобразователя, поскольку коэффициент передачи для малых входных сигналов в экспоненциальной схеме очень мал (рассмотренная ранее логарифмирующая схема имела большой коэффициент передачи именно для малых входных сигналов, поэтому важно было обеспечить малые погрешности ОУ). Максимальный входной сигнал ограничен влиянием объемного сопротивлением транзистора. Эту погрешность можно уменьшить на порядок с помощью схемы, приведенной на рис. 8.18.

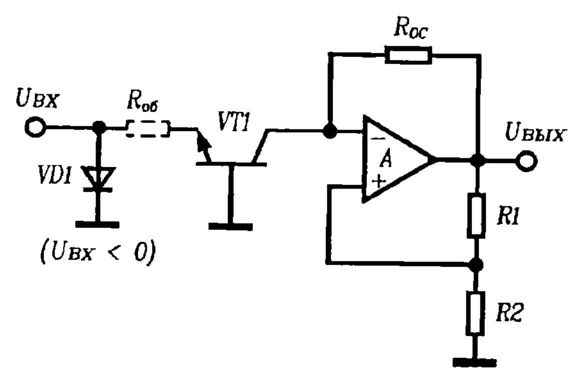
Основная проблема в базовой схеме связана с температурными изменениями параметров kT/q и I_S. Приведенная на рис. 8.19 практическая схема построена на основе предыдущего базового варианта. Температурные изменения I_S компенсируются благодаря применению согласованных транзисторов. Влияние температурных колебаний параметра kT/q нейтрализуется с помощью термистора. Схема изображена в упрощенном виде, так как некоторые элементы, например, защитные диоды, не показаны.

Резисторы R_3 и R_4 выбираются так, чтобы было можно пренебречь током базы транзистора VT_1, т.е.

$$\frac{R_4 \cdot U_{ВХ}}{R_3 + R_4} = U_{BE1} - U_{BE2} .$$

Но $U_{BE1} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{оп}}{I_{S1}}\right)$ и $U_{BE2} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{ВЫХ}}{I_{S2}}\right)$,

поэтому $\frac{R_4}{R_3 + R_4}\cdot U_{ВХ} = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{оп}\cdot I_{S2}}{I_{S1}\cdot I_{ВЫХ}}\right) = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{U_{оп}\cdot R_{ОС}\cdot I_{S2}}{U_{ВЫХ}\cdot R_1\cdot I_{S1}}\right)$.



$R_{об}/R_{ОС} = R_2/R_1$, причем $R_2 << R_1$.

$$U_{ВЫХ} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) I_S R_{ОС} \cdot e^{\frac{q}{kT}\cdot U_{вх}} .$$

Рис. 8.18. Уменьшение влияния объемного сопротивления транзистора.

8 Заказ 307

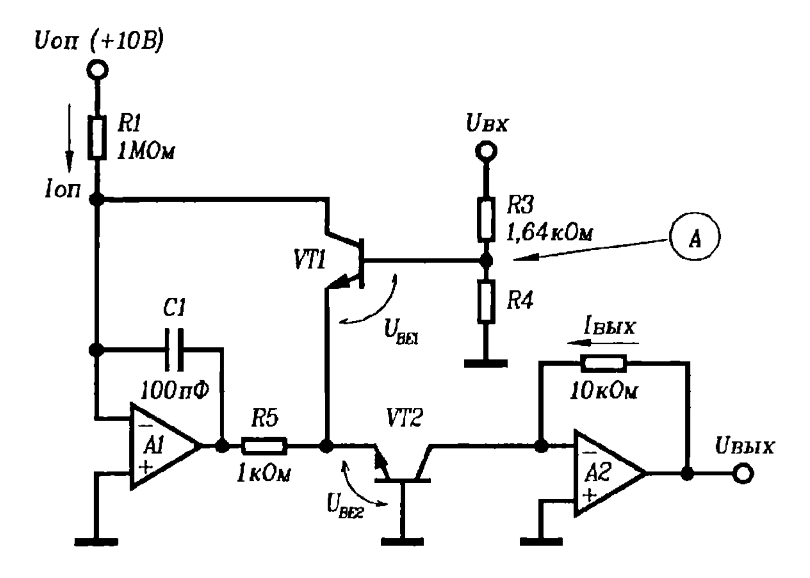


Рис. 8.19. Практическая схема экспоненциального преобразователя.

Поскольку VT_1 и VT_2 являются согласованной парой, $I_{S1} = I_{S2}$

$$\text{и}\quad U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1}\cdot U_{\text{ОП}}\cdot e^{\left[\frac{q}{kT}\cdot\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot U_{\text{ВХ}}\right]},$$

$$\text{или}\quad U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1}\cdot U_{\text{ОП}}\cdot 10^{\left[\frac{q}{kT}\cdot\frac{R_4 \lg e}{R_3+R_4}\cdot U_{\text{ВХ}}\right]}.$$

Отметим, что транзистор VT_1 и ОУ A_1 обеспечивают получение логарифмированного эталонного напряжения U_{BE1} (см. замечания по логарифмирующим преобразователям).

Для правильной работы схемы необходимо выполнение следующих условий.

— Напряжение Uоп должно быть положительным, так как иначе напряжение в точке А будет недостаточным для прямого смещения перехода база-коллектор транзистора VT_1, что приведет к его запиранию.

— Максимальный входной сигнал не должен превышать величины $(1 + R_3/R_4)U_{\text{BE1}}$, так как иначе напряжение база-эмиттер транзистора VT_2 (т.е. U_{BE2}) будет одного порядка с kT/q, и точность преобразования снизится.

Возможность получения идеальной экспоненциальной характеристики ограничивается, главным образом, тем, что под воздействием входного сигнала изменяется напряжение база-коллектор транзистора VT_1. Это приводит к изменениям логарифмированного эталонного напряжения U_{BE1}. Лучшая точность достигается при подключении неинвертирующего входа ОУ A_2 к точке А, а не к земле, и при использовании для подачи $I_{\text{ОП}}$ источника тока вместо резистора R_1.

Влияние температурной зависимости параметра kT/q можно устранить, используя вместо резистора R_4 термистор с ТКС, равным +0,33%/°С при комнатной температуре.

Рассмотрим в заключение процедуру настройки экспоненциального преобразователя, имея в виду, что его передаточная характеристика имеет вид: $U_{\text{ВЫХ}} = -V_{\text{К}}\exp(U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ОП}}) + U_{\text{СМ.ВЫХ}}$.

— Для компенсации выходного смещения Uсм.вых установите максимальное отрицательное входное напряжение Uвх. Подстройкой Uсм.вх ОУ добейтесь равенства Uвых = 0 В.

— Для подстройки Vк установите Uвх равным 0 В. Регулировкой коэффициента передачи установите Uвых равным требуемому значению Vк.

— Для подстройки Uоп установите некоторое значение Uвх и вычислите Uвых для этого значения. Затем подстройте Uоп для получения Uвых, равного вычисленному значению.

Рекомендации по выбору элементов

Транзисторы. При разработке схемы на дискретных компонентах можно использовать согласованные транзисторные пары, например LM394 или MAT-01 (по поводу отечественных аналогов — см. замечания по выбору элементов для логарифмирующих преобразователей — *прим. ред.*).

Операционный усилитель. Требования к ОУ не столь жесткие как для логарифмирующих преобразователей, и для большинства случаев подходит любой ОУ общего применения, имеющий достаточно малые смещения, входные токи и требуемое быстродействие.

Резисторы. Для компенсации температурной зависимости параметра kT/q используют термисторы с ТКС порядка 0,3%/°С.

Таблица 8.2. *Промышленные логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи.*

Таблица 8.2. (продолжение)

Параметр	SSM-2100	759N	LOG 100	4127JG	ICL8048BC	ICL8049BC
Передаточная функция						
Тип	лог., эксп., лог. отношения	лог., эксп., лог. отношения	лог., эксп., лог. отношения	лог., эксп., лог. отношения	лог., лог. отношения	эксп.
Зависимость	$V_K \ln \frac{I_1}{I_2}$	$V_K \lg \frac{I_1}{I_2}$	$V_K \lg \frac{I_1}{I_2}$	$V_K \lg \frac{I_1}{I_2}$	$V_K \lg \frac{I_1}{I_2}$	$U_{оп} \cdot 10^{-\frac{U_{вх}}{V_K}}$
Масштабный коэффициент (V_K)	—	2, 1, ⅔ В/декада	1, 3, 5 В/декада	—	—	—
Диапазон входных сигналов						
По напряжению	—	−1 мВ ··· −10 В	—	1 мВ ··· 10 В	1 мВ ··· 10 В	10 мВ ··· 10 В[В]
По току	10 нА ··· 1 мА	−1 нА ··· −1 мА	1 нА ··· 1 мА	1 нА ··· 1 мА	1 нА ··· 1 мА	—
Погрешности						
Соответствие форме кривой	0,4%	—	0,15%	0,5%[Б]	0,5%[Б]	10 мВ[Б]
Погрешность масштабного коэффициента	—	1%[А]	0,3%	—	—	—
Входное напряжение смещения	4 мВ	2 мВ[А]	0,7 мВ	—	15 мВ	—
Дрейф входного смещения	—	10 мкВ/°С	80 мкВ/°С	—	—	—
Ширина полосы пропускания для малых сигналов (по уровню −3 дБ) при токах:						
$I_{вх}$ = 1 нА	—	250 Гц	110 Гц	—	100 Гц	—
$I_{вх}$ = 10 нА	—	—	—	80 Гц	500 Гц	—
$I_{вх}$ = 100 нА	—	—	—	250 Гц	2 кГц	—
$I_{вх}$ = 1 мкА	—	100 кГц	27 кГц	5 кГц	10 кГц	—
$I_{вх}$ = 10 мкА	—	200 кГц	38 кГц	50 кГц	40 кГц	—
$I_{вх}$ = 100 мкА	—	—	—	90 кГц	50 кГц	—
$I_{вх}$ = 1 мА	—	200 кГц	45 кГц	—	60 кГц	—
Примечания	Масштаб K задается двумя внешними резисторами. Встроенный термостат. Содержит источник эталонного напряжения +5 В.	Три значения масштабного коэффициента задаются переключением выводов. Входы по току или по напряжению. 759N используется при отрицательных входных сигналах, 759P — при положительных.	Масштабный коэффициент, равный 1,2,5 задается переключением выводов. Токовый вход.	Масштабный коэффициент и эталонный ток задаются внешними резисторами. Содержит источник эталонного тока и дополнительный свободный ОУ.	Монолитный логарифмирующий преобразователь. Масштабный коэффициент задается внешними резисторами.	Монолитный экспоненциальный преобразователь. Масштабный коэффициент и эталонный ток задаются внешними резисторами.

А: Максимальное значение
Б: Общая погрешность (наибольшая)
В: Диапазон выходных значений

8.3. Промышленные логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи

Промышленность выпускает несколько видов логарифмирующих и экспоненциальных преобразователей, параметры некоторых из них приведены в табл. 8.2. Некоторые микросхемы предназначены только для логарифмирования, другие — только для получения экспоненциальной зависимости, а некоторые могут осуществлять обе функции. На рис. 8.20 приведена функциональная схема широко распространенного логарифмирующего и экспоненциального преобразователя SSM-2100. В табл. 8.2 даны также рекомендации по выбору преобразователя.

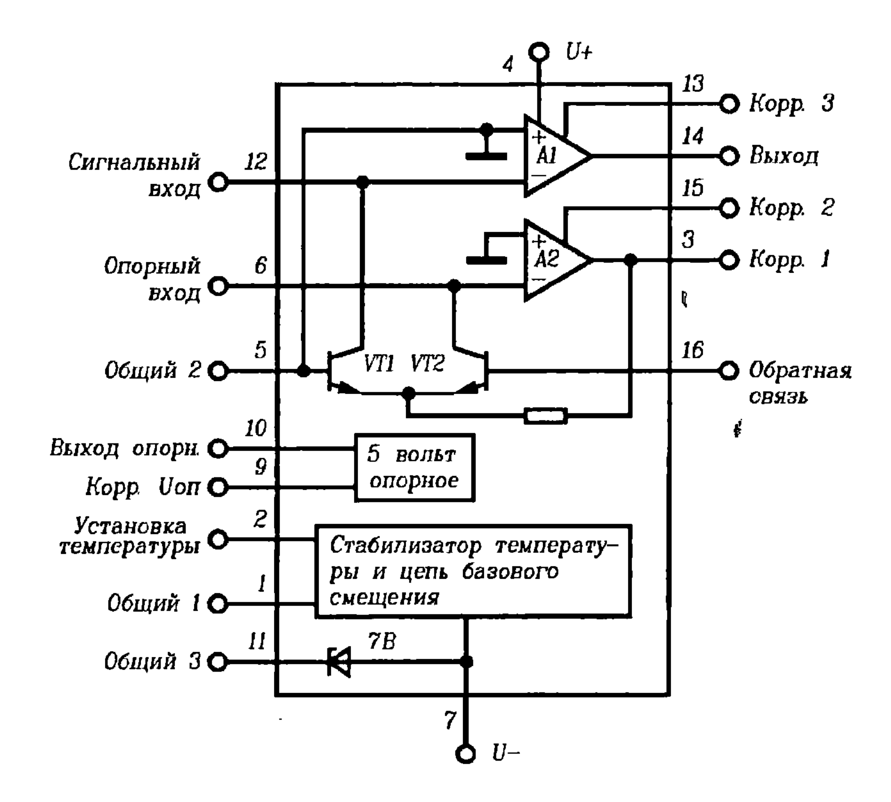


Рис. 8.20. Логарифмирующий преобразователь SSM-2100.

9. Арифметические операции

Рассматриваемые в этой главе арифметические операции разделены на две группы: сложение/вычитание и умножение/деление. Операции сложения/вычитания выполняются очень просто с помощью ОУ и резисторов. Реализация операций умножения и деления оказывается намного сложнее. Точное перемножение аналоговых сигналов вообще является весьма сложной проблемой, и, по возможности, его следует избегать.

9.1. Сложение и вычитание

Изображенное на рис. 9.1 устройство, в сущности, является обобщением схемы дифференциального усилителя на одном ОУ (см. гл. 1 об измерительных усилителях), который усиливает разность напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах. Коэффициент передачи, как обычно, определяется отношением резистора обратной связи R_{OC} и входных резисторов.

Выходное напряжение.

Выходное напряжение равно:

$$U_{ВЫХ} = A_1^+U_1^+ + A_2^+U_2^+ + \cdots + A_M^+U_M^+ - A_1^-U_1^- - A_2^-U_2^- - \cdots - A_N^-U_N^- ,$$

где
$$A_1^- = R_{OC}/R_1^- ,$$
$$A_2^- = R_{OC}/R_2^- ,$$
$$\cdots \quad \cdots$$
$$A_N^- = R_{OC}/R_N^- ;$$

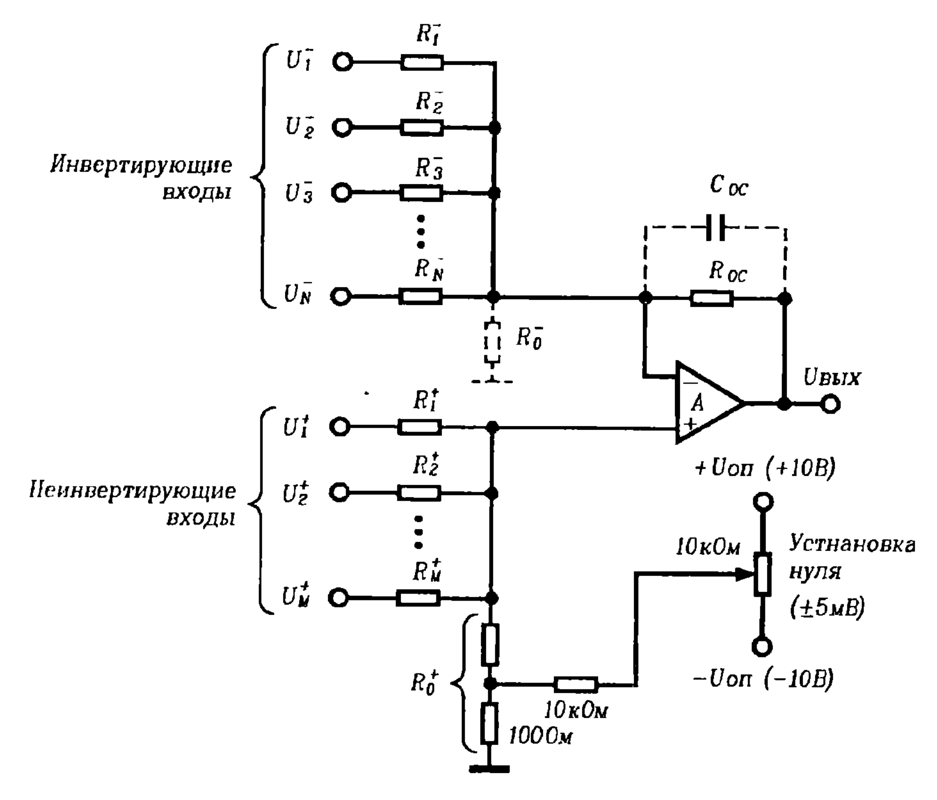


Рис. 9.1. Схема сложения и вычитания.

и $A_1^+ = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) \cdot \frac{R_\Sigma^+}{R_1^+}$,

$$A_2^+ = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) \cdot \frac{R_\Sigma^+}{R_2^+} ,$$

... ...

$$A_M^+ = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) \cdot \frac{R_\Sigma^+}{R_M^+} ;$$

а значения R_Σ^- и R_Σ^+ определяются соотношениями:

$$R_\Sigma^- = R_0^- \| R_1^- \| R_2^- \| \cdots \| R_N^- ,$$
$$R_\Sigma^+ = R_0^+ \| R_1^+ \| R_2^+ \| \cdots \| R_M^+ .$$

Смещения.

Выходное напряжение смещения определяется выражением:

$$U_{СМ.ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) U_{СМ.ВХ} + I_{СМ.ВХ}^- R_{OC} - I_{СМ.ВХ}^+ R_\Sigma^+ \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma}\right)$$

$$= \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) U_{СМ.ВХ} + \Delta I_{СМ.ВХ} R_{OC} ,$$

при условии, что $\frac{1}{R_\Sigma^+} = \frac{1}{R_{OC}} + \frac{1}{R_\Sigma^-}$

(т.е. резисторы согласованы для компенсации смещений).

Здесь $U_{СМ.ВХ}$ — входное напряжение смещения ОУ,

$I_{СМ.ВХ}^+$ и $I_{СМ.ВХ}^-$ — входные токи неинвертирующего и инвертирующего входов ОУ,

$\Delta I_{СМ.ВХ}$ — разность входных токов ОУ.

Для того, чтобы получить необходимые коэффициенты передачи A_1^+, A_2^+, ... A_M^+ и A_1^-, A_2^-, ... A_N^-, нужно вычислить сопротивления соответствующих резисторов; кроме того, для сведения к минимуму влияния входных токов ОУ необходимо, чтобы суммарные проводимости резисторов, подключенных к инвертирующему и неинвертирующему входам, были равны. Приведенная далее методика позволят вычислить сопротивления резисторов, удовлетворяющие этим требованиям.

1. Выбираем сопротивление резистора R_{OC} (обычно от 1 кОм до 1 МОм). Если R_{OC} велико, входные сопротивления схемы будут относительно высокими, а рабочие токи относительно малыми (имеются в виду токи, протекающие через R_{OC} и входные резисторы — *прим. ред.*). Однако при этом сужается ширина полосы пропускания и возникают большие смещения, связанные с входными токами смещения, особенно если используются ОУ с биполярным входом. Если R_{OC} мало, порядка 1 кОм, влияние паразитных емкостей уменьшается, быстродействие увеличивается, но входные сопротивления могут оказаться слишком малыми, а рабочие токи относительно большими. Таким образом, выбор R_{OC} оказы-

вается компромиссным и зависит от конкретных требований. Как правило, сопротивление R_{OC} выбирается в пределах от 10 до 100 кОм.

2. По коэффициентам передачи для сигналов, подаваемых на инвертирующий вход, вычисляем сопротивления всех резисторов, подключенных к инвертирующему входу, т.е.:

$$A_1^- = \frac{R_{OC}}{R_1^-} \Rightarrow R_1^- = \frac{R_{OC}}{A_1^-},$$

$$A_2^- = \frac{R_{OC}}{R_2^-} \Rightarrow R_2^- = \frac{R_{OC}}{A_2^-}, \quad \text{и т.д.}$$

3. По коэффициентам передачи для сигналов, подаваемых на неинвертирующий вход, вычисляем сопротивления резисторов, подключенных к неинвертирующему входу:

поскольку $$A_1^+ = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_\Sigma^-}\right) \cdot \frac{R_\Sigma^+}{R_1^+} = \frac{R_{OC}}{R_1^+},$$

то при условии, что резисторы должны быть подобраны по минимуму смещения, получим:

$$R_1^+ = \frac{R_{OC}}{A_1^+},$$

$$R_2^+ = \frac{R_{OC}}{A_2^+}, \quad \text{и т.д.}$$

4. Теперь, когда известны все значения $R_1^+ - R_M^+$ и $R_1^- - R_N^-$, необходимо определить R_0^+ и R_0^-. В зависимости от конкретной ситуации можно исключить из схемы один из них или оба сразу. Вычисляем величины

$$\frac{1}{R_1^-} + \frac{1}{R_2^-} + \frac{1}{R_3^-} + \dots + \frac{1}{R_N^-} + \frac{1}{R_{OC}} = \frac{1}{R^-}$$

и $$\frac{1}{R_1^+} + \frac{1}{R_2^+} + \frac{1}{R_3^+} + \dots + \frac{1}{R_M^+} = \frac{1}{R^+}.$$

Возможны три варианта:

а) $R^- = R^+$, тогда можно исключить и R_0^+, и R_0^-;

б) $1/R^- > 1/R^+$, исключаем R_0^- и определяем R_0^+ из соотношения:

$$\frac{1}{R_0^+} = \frac{1}{R^-} - \frac{1}{R^+};$$

в) $1/R^+ > 1/R^-$, исключаем R_0^+ и определяем R_0^- из соотношения:

$$\frac{1}{R_0^-} = \frac{1}{R^+} - \frac{1}{R^-}.$$

Сопротивления $R_1^- - R_N^-$ и $R_1^+ - R_M^+$ должны выбираться с учетом выходных импедансов источников сигналов. Для получения хорошей точности необходимо, чтобы эти сопротивления были намного больше импедансов источников (примерно в 100 раз). Применение резисторов в одном корпусе уменьшает погрешности коэффициентов передачи при колебаниях температуры, так как изменения сопротивлений резисторов взаимно компенсируются. Если расчетные сопротивления резисторов достаточно велики (больше 100 кОм), лучше использовать ОУ с полевым входом. В противном случае появляется значительное выходное смещение из-за протекания через резисторы входных токов смещения ОУ.

Если все резисторы имеют большие сопротивления (больше 100 кОм), могут возникнуть проблемы с устойчивостью, особенно при использовании быстродействующих ОУ. Для стабилизации схемы можно включить конденсатор небольшой емкости (до 100 пФ, подбирается экспериментально) параллельно R_0^+ или R_{OC}. Если ширина полосы пропускания ограничивается емкостью C_{OC}, то частота среза по уровню –3 дБ равна $1/2\pi R_{OC}C_{OC}$ (паразитная емкость C_{OC} равна примерно 1 пФ). Если ширина полосы пропускания ограничивается ОУ, то максимальная частота определяется точкой, где прямая $1/\beta$ пересекает частотную характеристику ОУ с разомкнутой обратной связью. Напомним, что β — это коэффициент обратной связи и $1/\beta = 1 + R_{OC}/R_\Sigma^-$; для полностью скорректированного ОУ ширина полосы пропускания схемы составляет примерно βf_A, где f_A — произведение коэффициента усиления на полосу пропускания ОУ.

Максимальное число входов обычно ограничивается допустимыми погрешностями. Увеличение числа входов сопровождается, в принципе, уменьшением коэффициента обратной связи β. Как следствие, возрастают погрешности смещения и дрейфа, сужается полоса пропускания и увеличивается нелинейность амплитудной характеристики из-за конечной величины коэффициента усиления ОУ. Для сложения или вычитания большого числа входных сигналов лучше использовать несколько ОУ.

При выборе ОУ нужно помнить о следующих моментах.

— При большом числе входов или больших коэффициентах передачи ОУ должен иметь большой собственный коэффициент усиления.
— При использовании инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ должен иметь большой коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС).
— При больших сопротивлениях резисторов лучше использовать ОУ с полевым входом.
— Необходимо обеспечить достаточно малое выходное напряжение смещения.
— Для получения высокого быстродействия нужны соответствующий ОУ и резисторы с малыми сопротивлениями.

Приведенная на рис. 9.1 схема часто применяется в упрощенном виде. На рис. 9.2а показан инвертирующий сумматор, а на рис. 9.2б — дифференциальный усилитель.

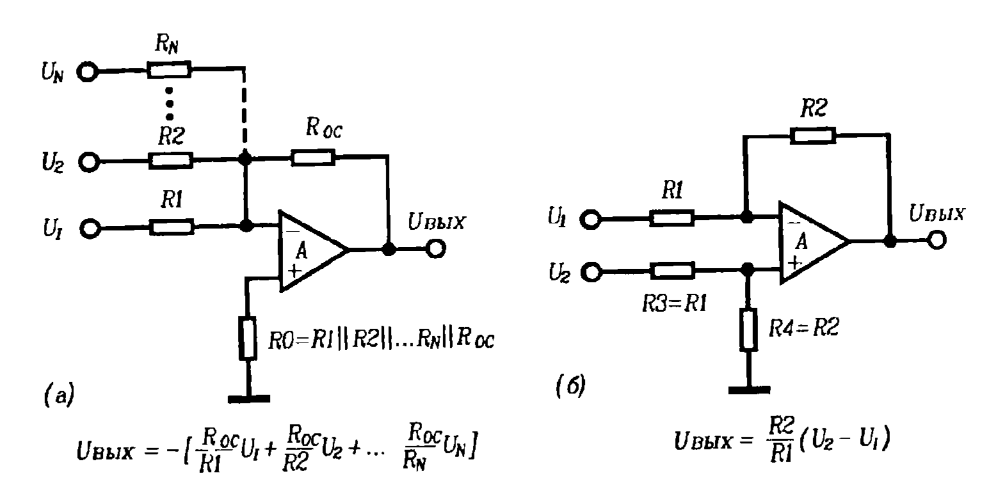


Рис. 9.2. Упрощенные схемы сложения/вычитания: а) инвертирующий сумматор, б) дифференциальный усилитель.

9.2. Умножители

Умножители являются одними из самых распространенных функциональных узлов современных аналоговых устройств и, помимо перемножения двух сигналов, применяются во многих других случаях. Среди них можно назвать схемы для возведения в квадрат, извлечения квадратного корня, измерения мощности; управляемые напряжением схемы, например усилители или фильтры; узлы управления амплитудой колебаний генератора; схемы определения среднеквадратичного значения и линеаризующие схемы. В последующих разделах рассмотрены вопросы, относящиеся к большинству схем умножителей.

Принципы работы и погрешности умножителя

Общее обозначение умножителя показано на рис. 9.3. Типичный диапазон напряжений U_x, U_y и $U_{ВЫХ}$ составляет ±10 В, поэтому масштабный коэффициент $k_м$ обычно равен 0,1 $В^{-1}$. В этом случае при $U_x = U_y = 10$ В выходное напряжение составляет 10 В.

Идеальный умножитель должен работать во всех четырех квадрантах (т.е. при любых полярностях входных сигналов U_x и U_y, рис. 9.4). Некоторые умножители работают только в одном квадранте (например, оба сигнала U_x и U_y должны быть положительными), или в двух квадрантах (т.е. напряжение на одном из входов должно быть только одной полярности).

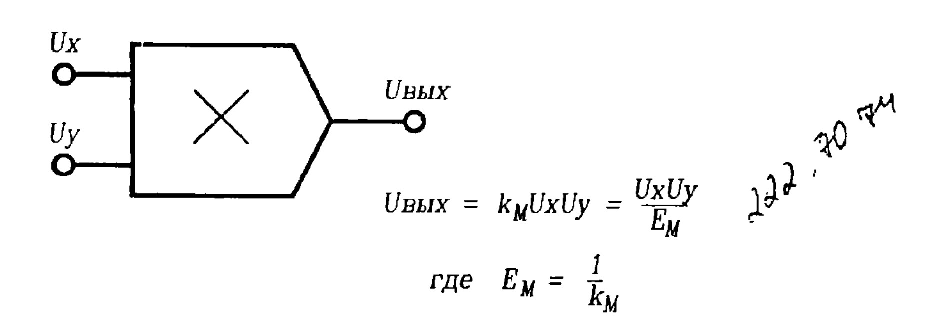


Рис. 9.3. Аналоговый умножитель.

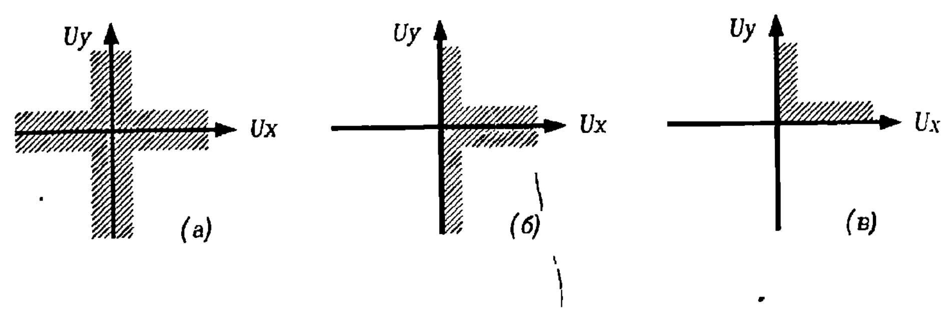


Рис. 9.4. Полярности входных сигналов умножителя: а) четырехквадрантного, б) двухквадрантного, в) одноквадрантного.

Реальный умножитель всегда отличается от идеального из-за ряда ограничений, накладываемых на входные и выходные параметры. Например, ограничен диапазон входных дифференциальных и синфазных напряжений, входное сопротивление имеет конечную величину, выходной ток не может превысить максимально допустимого значения, выходное сопротивление также конечно. Характерные для умножителей особенности рассматриваются далее применительно к четырехквадрантному варианту.

Выходное напряжение умножителя более точно описывается следующим выражением:

$$U_{ВЫХ} = (k_м + \Delta k_м)(U_x + U_{СМ.x})(U_y + U_{СМ.y}) + U_{СМ.ВЫХ} + U_{ПР.x} + U_{ПР.y} + U_{НЛ}(x,y) \quad ,$$

где

$\Delta k_м$ — погрешность масштабного коэффициента,

$U_{СМ.x}$ — входное напряжение смещения по входу X,

$U_{СМ.y}$ — входное напряжение смещения по входу Y,

$U_{СМ.ВЫХ}$ — входное напряжение смешения,

$U_{ПР.x}$ — погрешность, возникающая из-за прямого прохождения сигнала с входа X на выход,

$U_{ПР.y}$ — погрешность, возникающая из-за прямого прохождения сигнала с входа Y на выход,

$U_{НЛ}(x,y)$ — нелинейность передаточной характеристики.

Данное выражение можно представить в другом виде:

$$U_{ВЫХ} = \underbrace{k_м U_x U_y}_{\text{идеальное выходное напряжение}} + \underbrace{\Delta k_м U_x U_y}_{\text{погрешность коэффициента передачи}} + \underbrace{[(k_м + \Delta k_м) U_x U_{СМ.y} + U_{ПР.x}]}_{\text{общее прямое прохождение сигнала со входа X}} +$$

$$\underbrace{[(k_м + \Delta k_м) U_y U_{СМ.x} + U_{ПР.y}]}_{\text{общее прямое прохождение сигнала со входа Y}} + \underbrace{U_{СМ.ВЫХ}}_{\text{выходное смещение}} + \underbrace{U_{НЛ}(x,y)}_{\text{выходная нелинейность}}.$$

Умножитель может иметь четыре внешних регулировки:
- — балансировка смещения по входу X ($U_{СМ.x}$),
- — балансировка смещения по входу Y ($U_{СМ.y}$),
- — балансировка выходного смещения ($U_{СМ.ВЫХ}$),
- — коррекция нелинейности ($U_{НЛ}(x,y)$).

1. Погрешности из-за прямых прохождений сигналов и смещений.

Выходной сигнал идеального умножителя должен быть равен нулю при нулевом напряжении хотя бы на одном из входов. Реально этого не происходит, поскольку существуют три основные погрешности:

- — выходное напряжение смещения,
- — прохождение сигнала со входа X, представляющее собой небольшой сигнал ошибки, проходящий на выход со входа X тогда, когда сигнал на входе Y равен нулю,
- — аналогичное прохождение со входа Y.

Погрешность из-за выходного напряжения смещения обычно не представляет большой проблемы, так как ее легко устранить балансировкой. Небольшую погрешность может вызвать дрейф выходного напряжения смещения, так как, если в системе не применяется автоматическая коррекция нуля, его нельзя отличить от полезного сигнала. Типичное значение выходного напряжения смещения составляет около 5 мВ.

Сигнал прямого прохождения со входа X состоит из двух слагаемых (аналогичные замечания относятся и к прохождению со входа Y). Первое слагаемое возникает из-за того, что сигнал на входе X умножается на конечное напряжение смещения входа Y. Эту составляющую можно свести к минимуму, корректируя смещение по входу Y. Вторая составляющая нелинейно зависит от напряжения на входе X, и полностью устранить ее невозможно. Регулируя входные напряжения смещения по обоим входам, можно свести погрешности прохождения к минимуму. Однако, если в системе не используется автоматическая коррекция нуля, температурные дрейфы входных напряжений смещения будут приводить к увеличе-

нию прохождения. Прямое прохождение со входов зависит от частоты и значительно возрастает с ее увеличением. Некоторые производители микросхем умножителей гарантируют наибольший уровень прямого прохождения сигналов со входов при сбалансированных внешними подстроечными элементами входных напряжениях смещения. Отметим, что уровни прямого прохождения сигналов с разных входов могут сильно различаться между собой (до 10 раз). Прямое прохождение измеряется либо в вольтах — как приращение выходного напряжения при изменении одного из входных сигналов в полном рабочем диапазоне (например, от –10В до +10В, второй входной сигнал при этом равен нулю), либо в процентах от максимального выходного напряжения (при тех же условиях). В качестве испытательного используется синусоидальный сигнал с частотой 50 Гц и размахом 20 В. Типичные значения прямого прохождения составляют около 50 мВ (0,5%) или менее.

Процедура коррекции вышеописанных погрешностей умножителя состоит в следующем.

— Подключить вход X к земле. Подать на вход Y синусоидальный сигнал частотой 50 Гц и размахом 20 В. Устранить смещение по входу X, добиваясь минимума переменного напряжения на выходе.
— Подключить вход Y к земле. Подать на вход X низкочастотную синусоиду с максимальным размахом. Устранить смещение по входу Y.
— Подключить оба входа к земле. Сбалансировать выходное смещение.

2. Погрешность коэффициента передачи.

В большинстве умножителей необходимое значение масштабного коэффициента устанавливается довольно легко с помощью внешнего потенциометра. Следует обратить особое внимание на дрейф масштабного коэффициента, особенно при изменениях температуры, так как эта погрешность корректируется с трудом и может вызвать серьезные проблемы.

3. Нелинейность передаточной характеристики ($U_{НЛ}(x,y)$).

Нелинейность передаточной характеристики — это максимальное отклонение ее от идеальной прямой линии. Обычно погрешность определяется при максимальном входном сигнале (положительном или отрицательном), поданном на один из входов; на другой вход подается измерительный сигнал, которым может быть, например, синусоида с частотой 50 Гц и размахом 20 В. Нелинейность приводит к искажениям сигналов, скорректировать ее чрезвычайно сложно. Микросхемы типичных умножителей имеют коэффициенты нелинейности от 0,01% и до 0,5%.; следует отметить, что линейность одного из входов может быть намного (до

10 раз) хуже, чем другого, что может оказаться решающим обстоятельством при выборе сигнальных входов умножителя в конкретной схеме.

4. Суммарная погрешность.

Суммарная погрешность является обобщенным параметром, который включает в себя погрешности масштабного коэффициента, прямое прохождение со входов, выходное смещение и коэффициенты нелинейности. Различные микросхемы умножителей удобно сравнивать именно по этому параметру . Типичные значения суммарной погрешности составляют от 0,1% до нескольких процентов.

5. Динамические погрешности.

В справочных данных указываются следующие параметры: ширина полосы пропускания по уровню –3 дБ (на одном из входов при этом устанавливается максимальное положительное или отрицательное напряжение), скорость нарастания выходного напряжения, время установления выходного напряжения и ширина полосы входных сигналов, в которой общая погрешность умножения не превышает 1%. Общие замечания по поводу динамических погрешностей: во-первых, погрешности возрастают при повышении частоты, во-вторых, ширина полосы пропускания зависит от постоянных уровней входных сигналов и при малых сигналах может быть весьма узкой.

Делитель на основе умножителя

Использовав дополнительный ОУ, умножитель легко превратить в делитель (рис. 9.5).

Отметим, что для того, чтобы обратная связь была отрицательной, входное напряжение U_x должен быть положительным. При введении умножителя в цепь обратной связи ОУ анализ динамических характеристик схемы усложняется. Для обеспечения устойчивости может потребоваться введение корректирующего конденсатора C_1. Диапазон входных сигналов делителя ограничивается погрешностями умножителя $U_{СМ.ВЫХ}$ и входным напряжением смещения $U_{СМ.ВХ}$ операционного усилителя; выходное напряжение схемы определяется выражением:

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{R_2}{k_м R_1}\right)\cdot\frac{U_z}{U_x} + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot\frac{U_{СМ.ВХ}}{k_м U_x} + \frac{U_{СМ.ВЫХ}}{k_м U_x} .$$

Нетрудно заметить, что при уменьшении U_x погрешность увеличивается.

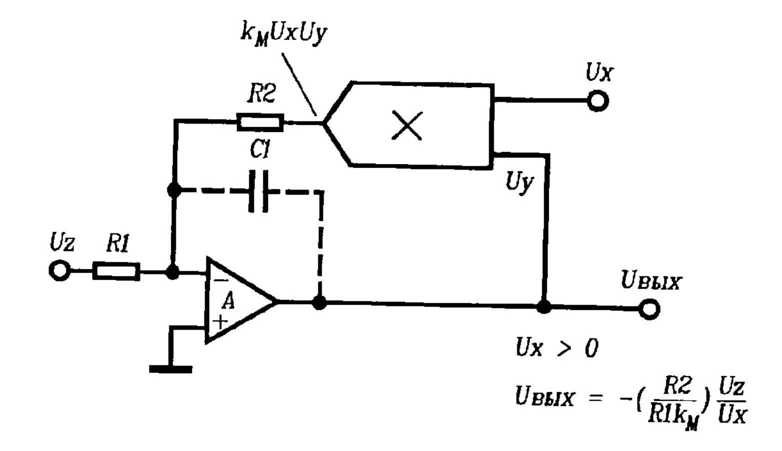


Рис. 9.5. Делитель на основе умножителя.

Для типичных значений $R_1 = R_2$, $k_м = 0{,}1$ В$^{-1}$, $U_{СМ.ВЫХ} = 10$ мВ и $U_{СМ.ВХ} = 5$ мВ погрешность равна:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{1}{0{,}1U_x}[(1 + 1)\cdot 5 \text{ мВ} + 10 \text{ мВ}] \ .$$

Например, при $U_x = 0{,}1$ В погрешность составляет 2 В !

Входное напряжение смещения и погрешности умножителя могут ограничить рабочий диапазон входных напряжений только одной декадой, обычно от 1 до 10 В.

Одноквадрантный умножитель можно превратить в четырехквадрантный, используя смещение и масштабирование входных и выходных сигналов (рис. 9.6). В приведенной схеме выходной сигнал одноквадрантного умножителя равен $U_3 = U_1U_2/E_м$, при $0 \le U_1 \le E_м$, $0 \le U_2 \le E_м$.

Легко показать, что выходное напряжение схемы равно $U_{ВЫХ} = U_xU_y/E_м$.

Для сведения к минимуму прямого прохождения сигналов и выходного смещения необходимо использовать резисторы с указанными соотношениями сопротивлений. Напряжение смещения $-E_м$ должно быть равно величине, обратной масштабному коэффициенту умножителя, обычно его выбирают равным 10 В.

Аналогичный прием можно использовать для превращения двухквадрантного умножителя в четырехквадрантный или наоборот.

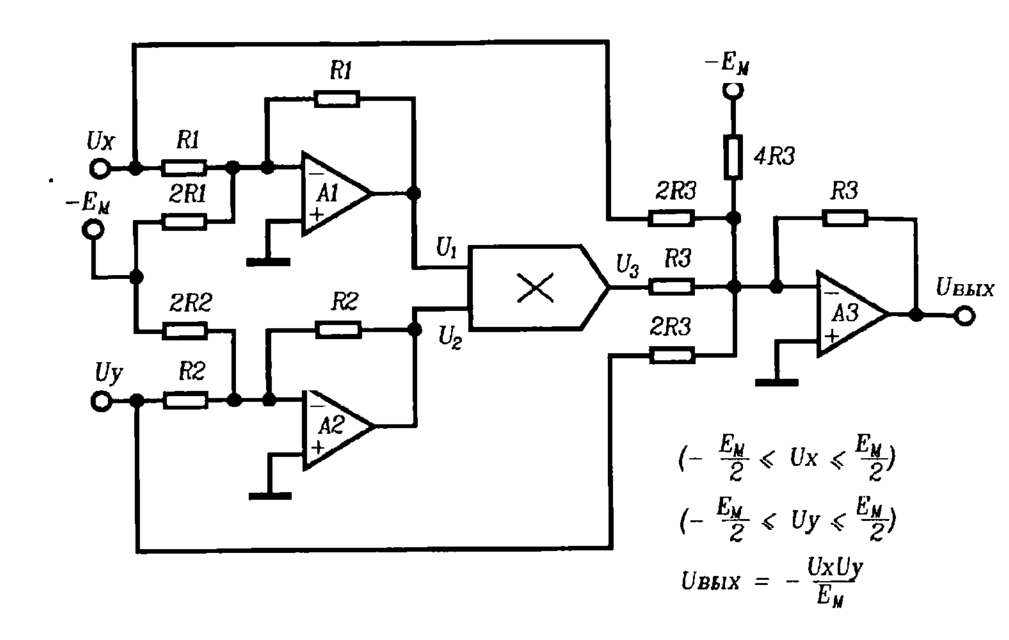


Рис. 9.6. Применение одноквадрантного умножителя для работы в четырех квадрантах.

Распространенные схемы умножителей

До сих пор мы считали умножитель функциональным блоком; далее дается подробное описание практических схем умножителей, основные параметры которых сведены в табл. 9.1. В этой таблице упомянуты только наиболее распространенные схемы умножителей из гораздо большего числа возможных вариантов.

Таблица 9.1. *Основные схемы умножителей.*

Умножитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора	Умножитель на основе управляемого источника тока	Логарифмирующий–антилогарифмирующий умножитель	Импульсный умножитель	Умножающий ЦАП
Способ умножения				
Полевой транзистор используется как управляемый напряжением резистор. Резистор изменяет коэффициент передачи усилителя.	Управление током одного или нескольких дифференциальных каскадов на биполярных транзисторах.	Сигналы логарифмируются, суммируются, а затем антилогарифмируются.	Один из входных сигналов изменяет длительность импульса, второй - его амплитуду; выходные импульсы фильтруются ФНЧ.	Используется умножающий ЦАП и/или АЦП
Суммарная погрешность				
Несколько %.	0,1% — несколько %.	0,1%–1%.	Можно добиться погрешности, меньшей, чем 0,01%.	Зависит от разрядности ЦАП/АЦП.
Частотная характеристика				
До нескольких МГц.	До нескольких сотен МГц.	Несколько сотен кГц.	Низкочастотный, только до сотен Гц.	Зависит от времени преобразования ЦАП.
Комментарии				
Очень простые и дешевые схемы, требующие согласованных полевых транзисторов. Для схем невысокой точности. Обычно работают в двух квадрантах.	Широко применяется в промышленных микросхемах умножителей. В некоторых схемах есть вход для деления.	Широко применяется в промышленных микросхемах умножителей. Легко модифицировать для работы в четырех квадрантах. Можно умножать или делить несколько сигналов.	Превосходная точность, но узкая полоса частот. Работает только в двух квадрантах.	Используется для умножения аналогового сигнала на двоичное число.

Умножитель с управляемым сопротивлением канала полевого транзистора

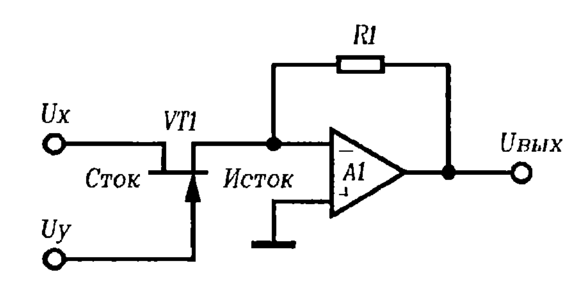


Рис. 9.7. Простой умножитель на основе полевого транзистора с управляемым сопротивлением канала.

Схема на рис. 9.7 служит только иллюстрацией рассматриваемого принципа и не предназначена для практического применения. При малых напряжениях исток-сток, т.е. ниже напряжения точки перегиба (проходной характеристики $I_C(U_{СИ})$ — *прим. ред.*), составляющего около 0,5 В, полевой транзистор ведет себя как управляемый резистор, сопротивление которого приблизительно обратно пропорционально напряжению затвор-исток (см. в гл. 5 раздел об управляемых напряжением усилителях). Следовательно, схему можно рассматривать как усилитель с входным напряжением U_x, коэффициент передачи которого приближенно пропорционален U_y; таким образом, в результате происходит перемножение напряжений U_x и U_y. Схема имеет несколько недостатков, например очень плохую линейность, так как отношение U_x к $U_{ВЫХ}$ нелинейно зависит от U_y. Кроме того, характеристики полевого транзистора сильно зависят от температуры, что вызывает значительные погрешности при ее изменениях. Наконец, диапазон входных напряжений U_x и U_y ограничен: $-0{,}5$ В $< U_x <$ $+0{,}5$ В и $-0{,}5$ В $\le U_y \le 0$ В. Таким образом, даже при тщательном проектировании суммарная погрешность составляет несколько процентов. Более сложная и реально работающая схема показана на рис. 9.8.

Умножители на основе управляемых источников тока

Управляемые источники тока служат основой многих микросхем аналоговых умножителей. Принцип действия умножителя, использующего этот метод, представлен в идеализированном виде на рис. 9.9. Операция умножения реализуется за счет изменения коэффициента передачи дифференциального каскада с общим эмиттером (транзисторы VT_1 и VT_2)

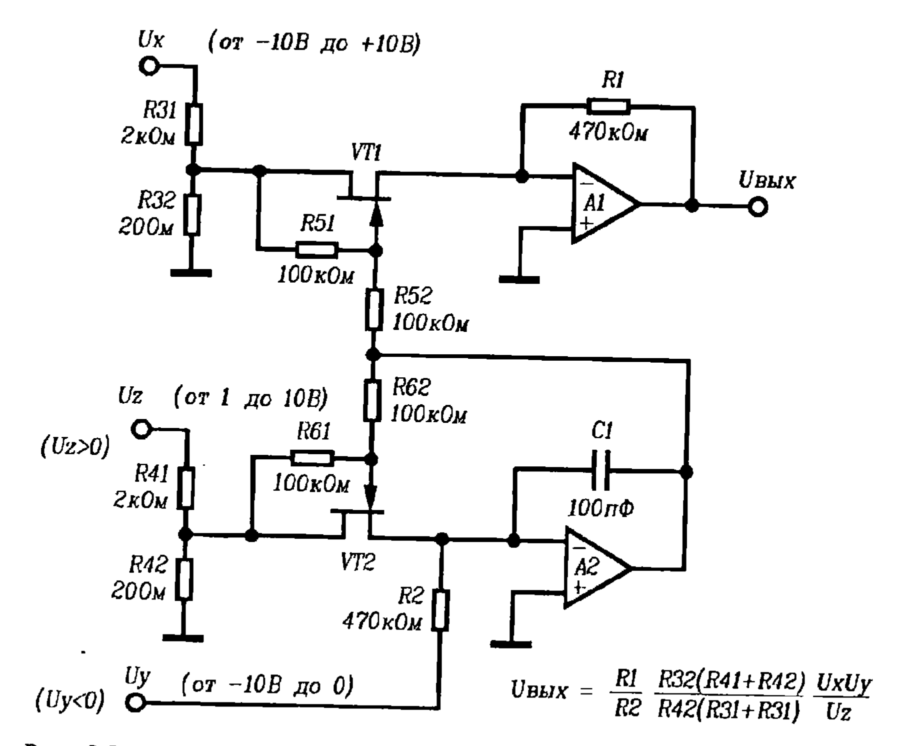


Рис. 9.8. Улучшенный вариант умножителя на полевых транзисторах.

при изменении его рабочего тока I_1. В рассматриваемом примере ток I_1 пропорционален напряжению U_y благодаря применению токового зеркала (транзисторы VT_3 и VT_4). Выходное напряжение равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_1}{r_e} \cdot U_x \quad .$$

Здесь r_e есть дифференциальное сопротивление эмиттера, равное $2kT/qI_1$, где

k — постоянная Больцмана,
T — абсолютная температура,
q — заряд электрона.

Таким образом, выходное напряжение равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(\frac{qR_1}{2kT}\right) U_x I_1 \quad .$$

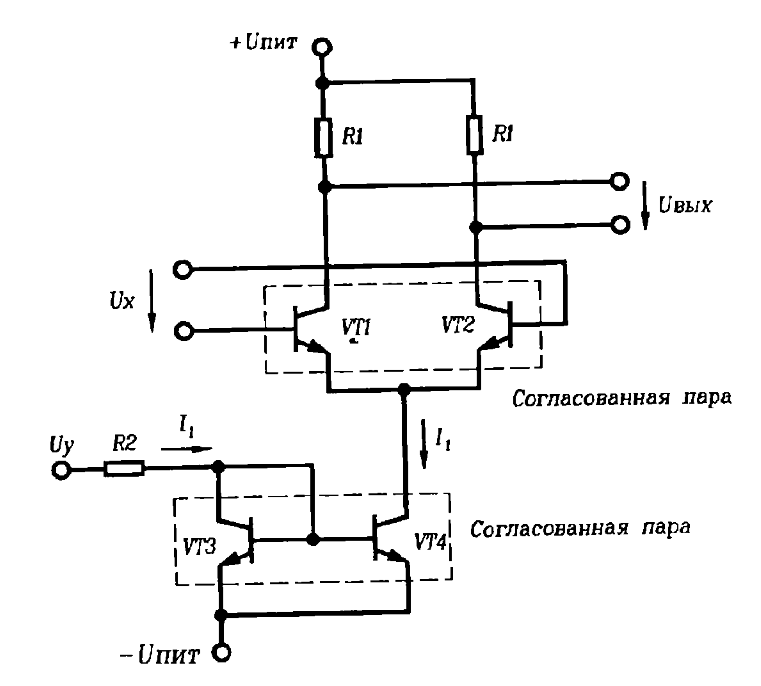


Рис. 9.9. Простой умножитель на основе управляемого источника тока.

Приведенная схема имеет ограниченное практическое применение из-за свойственных ей серьезных недостатков. Во-первых, входное напряжение U_x должно быть небольшим (десятки мВ), иначе схема становится нелинейной. Во-вторых, входное напряжение U_y должно быть "привязано" к отрицательному источнику питания $-U_{\text{ПИТ}}$, а не к земле. Наконец, коэффициент передачи умножителя зависит от температуры. Тем не менее, при некотором усложнении схемы можно полностью использовать умножающие свойства дифференциального каскада с общим эмиттером.

Микросхемы преобразователей напряжения в ток (ПНТ, см. гл. 4 — *прим. ред.*) являются широкораспространенными аналоговыми узлами, в которых используются дифференциальные каскады с управляемыми источниками токов. Такие устройства можно использовать как простые умножители невысокой точности. В качестве примеров можно привести микросхемы CA 3080 и LM 13700.

Многие микросхемы прецизионных аналоговых умножителей также строятся на основе дифференциальных каскадов с регулировкой токов, но их внутренняя структура намного сложнее простой схемы, показанной на рис. 9.9. Основой этих микросхем является узел умножения на основе

ПНТ, состоящий из нескольких согласованных дифференциальных каскадов, включенных таким образом, что их температурные дрейфы и нелинейности взаимно компенсируются. Умножительный элемент часто называют схемой Гильберта по имени одного из ее создателей. Структура двух распространенных высококачественных микросхем: MPY-100 (фирмы Burr-Brown) и AD534 (фирмы Analog Devices) представлена на рис. 9.10.

Передаточная функция микросхем имеет вид:

$$U_{ВЫХ} = A_V\left[\frac{(U_{x1} - U_{x2})(U_{y1} - U_{y2})}{U_{МАСШ}} - (U_{z1} - U_{z2})\right].$$

Микросхемы можно использовать и как умножитель (рис. 9.11а), и как делитель (рис. 9.11б).

При включении микросхемы умножителем (рис. 9.11а) справедливо равенство:

$$U_{ВЫХ} = A_V\left[\frac{(U_{x1} - U_{x2})(U_{y1} - U_{y2})}{U_{МАСШ}} - U_{ВЫХ} + U_{z2}\right],$$

или

$$U_{ВЫХ} = \frac{A_V}{(1 + A_V)}\cdot\left[\frac{(U_{x1} - U_{x2})(U_{y1} - U_{y2})}{U_{МАСШ}} + U_{z2}\right];$$

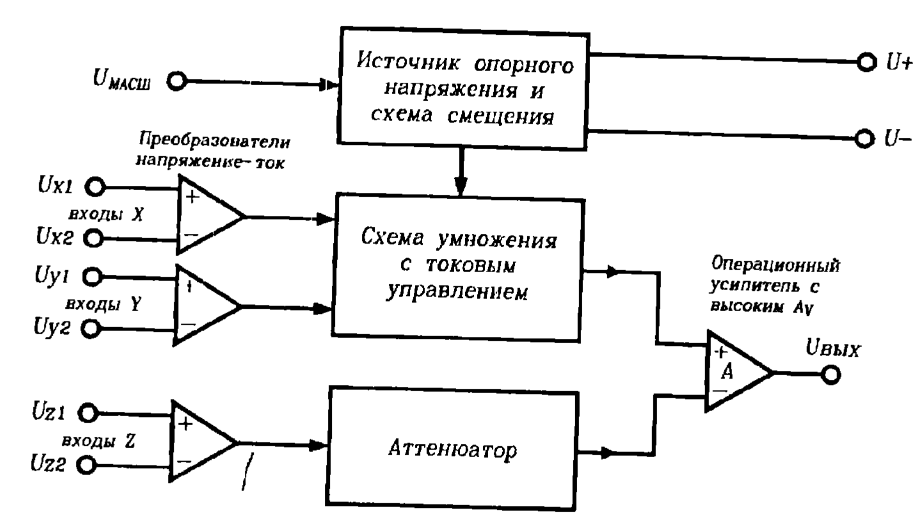


Рис. 9.10. Структура умножителей MPY-100 и AD534.

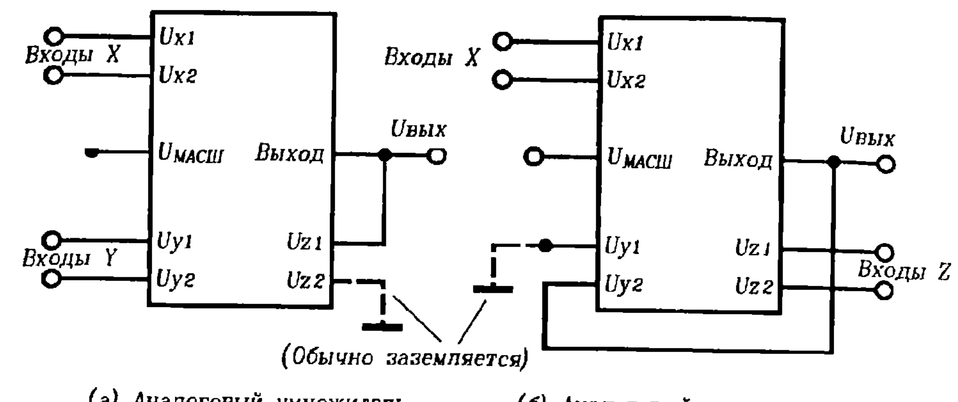


Рис. 9.11. Варианты включения микросхем MPY-100 и AD534: а) аналоговый умножитель, б) аналоговый делитель.

откуда получим (при $A_V >> 1$):

$$U_{ВЫХ} = \frac{(U_{x1} - U_{x2})(U_{y1} - U_{y2})}{U_{МАСШ}} + U_{z2}.$$

При включении делителем (рис. 9.11б) можно записать:

$$U_{ВЫХ} = A_V\left[\frac{(U_{x1} - U_{x2})(U_{y1} - U_{ВЫХ})}{U_{МАСШ}} - (U_{z1} - U_{z2})\right],$$

откуда

$$U_{ВЫХ} = \frac{(U_{z1} - U_{z2})\cdot U_{МАСШ}}{(U_{x1} - U_{x2})} + U_{y1}$$

при

$$\frac{(U_{x1} - U_{x2})A_V}{U_{МАСШ}} >> 1 \quad и \quad U_{x1} - U_{x2} > 0.$$

Отметим, что ширина полосы пропускания умножителя пропорциональна величине $U_{x1} - U_{x2}$. Отметим также, что разность $U_{x1} - U_{x2}$ должна быть положительной, чтобы общая обратная связь в умножителе была отрицательной. Очевидно, что сочетание в одном корпусе микросхемы ОУ, узла умножения и дифференциальных входных каскадов по-

зволяет включать их в различных сочетаниях, расширяя сферу применения устройства. Эти умножители получили большое распространение благодаря широкой полосе пропускания, хорошей линейности, наличию дифференциальных входов, возможности работы в четырех квадрантах и относительной дешевизне.

Умножители с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов

При использовании этого метода (рис. 9.12) операция умножения осуществляется в несколько этапов: логарифмическое преобразование входных сигналов, сложение и обратное (экспоненциальное) преобразование суммы. Все эти операции легко реализуются с применением согласованных биполярных транзисторов и ОУ. Этот способ широко применяется в микросхемах умножителей благодаря дешевизне и возможности умножения и деления нескольких сигналов, а также простой реализации функций вида

$$U_{ВЫХ} = \left(\frac{U_x U_y}{U_z}\right)^m .$$

Хотя базовые логарифмирующие и экспоненциальные схемы работают только в одном квадранте, их легко преобразовать для работы в четырех квадрантах, включив несколько дополнительных резисторов. Далее приведены практические схемы, в которых применяется данный способ. Подробнее о логарифмирующих и экспоненциальных преобразователях см. гл. 8.

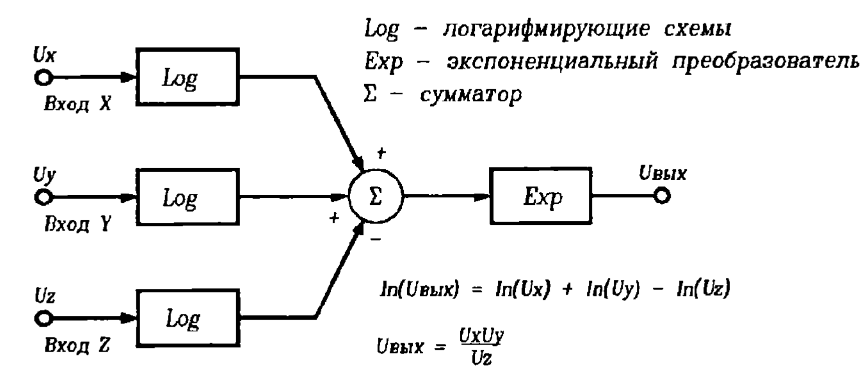


Рис. 9.12. Блок-схема умножителя с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов.

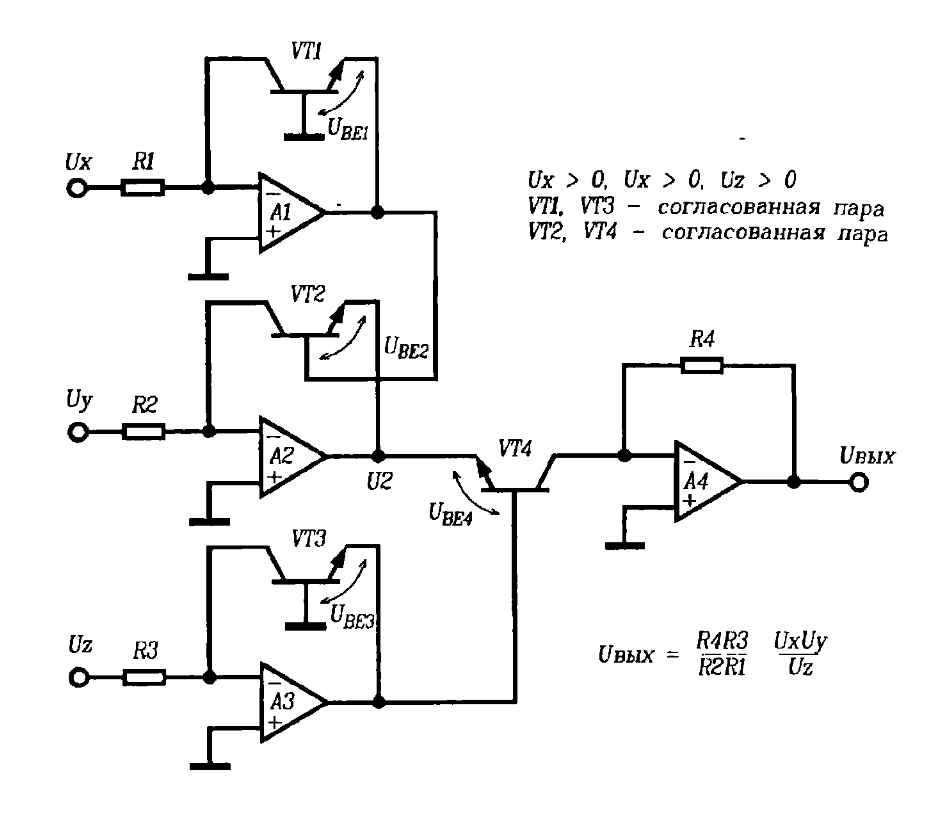


Рис. 9.13. Упрощенная схема умножителя с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов.

Упрощенный вариант схемы представлен на рис. 9.13.

Работа схемы основана на упрощенном описании транзистора, используемом при построении логарифмирующих преобразователей:

$$U_{BE} \approx U_T \ln \frac{I_C}{I_S}, \text{ где } U_T = \frac{kT}{q}.$$

В соответствии со схемой, для транзисторов VT_1 и VT_2 имеем:

$$U_2 = U_{BE1} + U_{BE2},$$

а для транзисторов VT_3 и VT_4:

$$U_2 = U_{BE3} + U_{BE4}.$$

Следовательно, $U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$, или

$$U_{T1} \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) + U_{T2} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) = U_{T3} \ln\left(\frac{I_{C3}}{I_{S3}}\right) + U_{T4} \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{S4}}\right).$$

Обычно все транзисторы находятся на одном кристалле, поэтому:

$$U_{T1} = U_{T2} = U_{T3} = U_{T4} \quad \text{и}$$

$$\ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}} \cdot \frac{I_{S3}I_{S4}}{I_{S1}I_{S2}}\right) = 0 \ .$$

При использовании согласованых пар транзисторов часть сомножителей, представляющих собой токи утечек, взаимно сократятся. Если транзисторы VT_1 и VT_3, а также VT_2 и VT_4 согласованы, $I_{S1} = I_{S3}$ и $I_{S2} = I_{S4}$ (т.е. температурные погрешности транзисторов компенсируются), в результате получим:

$$\ln\left(\frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}I_{C4}}\right) = 0 \quad \text{или}$$

$$I_{C4} = \frac{I_{C1}I_{C2}}{I_{C3}} \ .$$

Переходя от токов к напряжениям, с учетом равенств

$$I_{C4} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_4}, \quad I_{C1} = \frac{U_x}{R_1}, \quad I_{C2} = \frac{U_y}{R_2}, \quad I_{C3} = \frac{U_z}{R_3}$$

получим:

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_4R_3}{R_1R_2} \cdot \left(\frac{U_xU_y}{U_z}\right).$$

Обычно $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, поэтому $U_{ВЫХ} = U_xU_y/U_z$.

Схема на рис. 9.13 изображена в упрощенном виде, на рис. 9.14 показан ее полный вариант. Она обеспечивает умножение в четырех квадрантах.

В схему добавлены следующие элементы:

— резисторы и конденсаторы для частотной коррекции ОУ A_1, A_2 и A_3 (R_{11}, C_1, R_{21}, C_2, R_{31}, C_3, соответственно);
— диоды VD_1, VD_2, VD_3 и VD_4 для защиты переходов база-эмиттер транзисторов от обратных напряжений;
— резисторы R_5 — R_9 для обеспечения работы схемы в четырех квадрантах; для получения высокой точности эти резисторы должны быть согласованы.

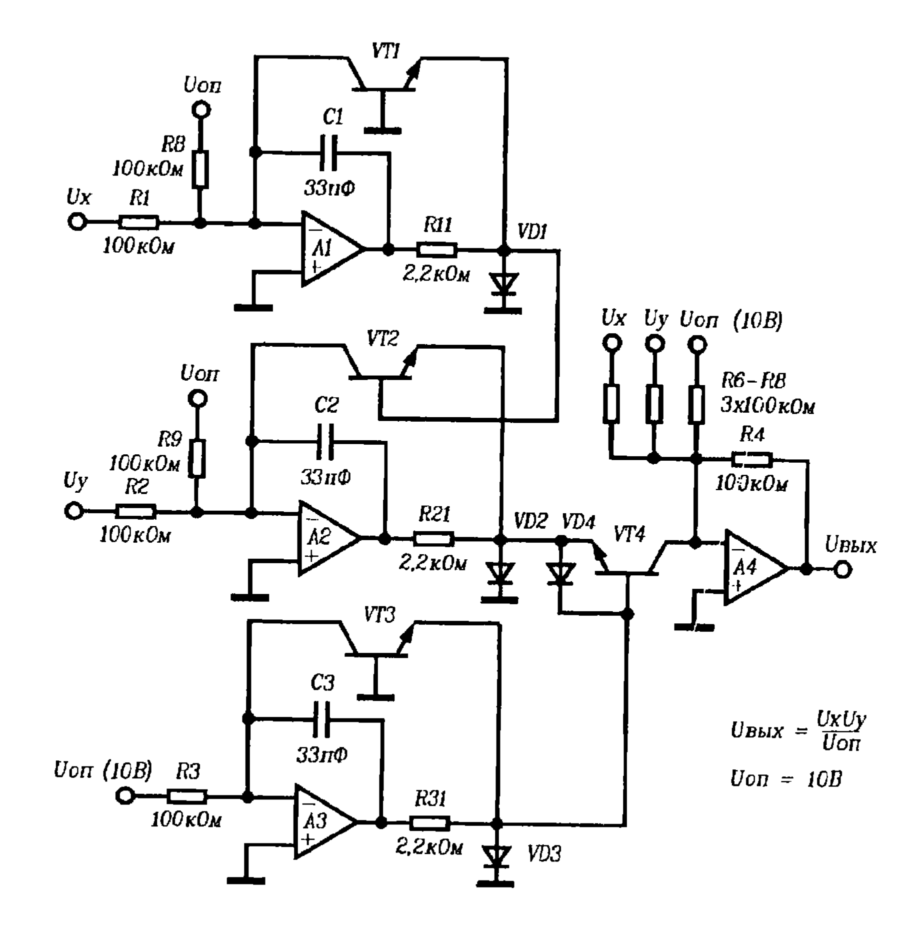


Рис. 9.14. Улучшенный вариант умножителя с логарифмированием и антилогарифмированием сигнала.

Данную схему можно собрать на дискретных элементах и транзисторных сборках, например CA3046 (отечественные аналоги — микросхемы серии 198 — *прим. ред.*). Этот же прием использован в некоторых промышленных микросхемах умножителей.

Несколько замечаний о параметрах данного умножителя. Во-первых, полоса пропускания сужается при уменьшении входных сигналов (см. гл. 8). Во-вторых, линейность схемы определяется точностью логариф-

мирующих преобразователей. Для малых сигналов она ограничивается погрешностями ОУ (входными напряжениями смещения и входными токами), а для больших сигналов — объемными сопротивлениями эмиттеров транзисторов. Погрешности ОУ можно уменьшить, используя высококачественные усилители. Объемные сопротивления эмиттеров транзисторов можно скомпенсировать известными методами (гл. 8).

Импульсные умножители

Эти умножители (рис. 9.15) достойны внимания хотя бы потому, что они обеспечивают превосходную статическую точность, достигающую 0,01%. Однако их полоса рабочих частот составляет всего несколько сотен Гц. При использовании этого метода один из входных сигналов изменяет длительность импульсов в последовательности, а второй — их амплитуду. После этого импульсная последовательность поступает на ФНЧ, частота среза которого намного ниже тактовой. Блок-схема устройства, реализующего данный метод, приведена на рис. 9.16.

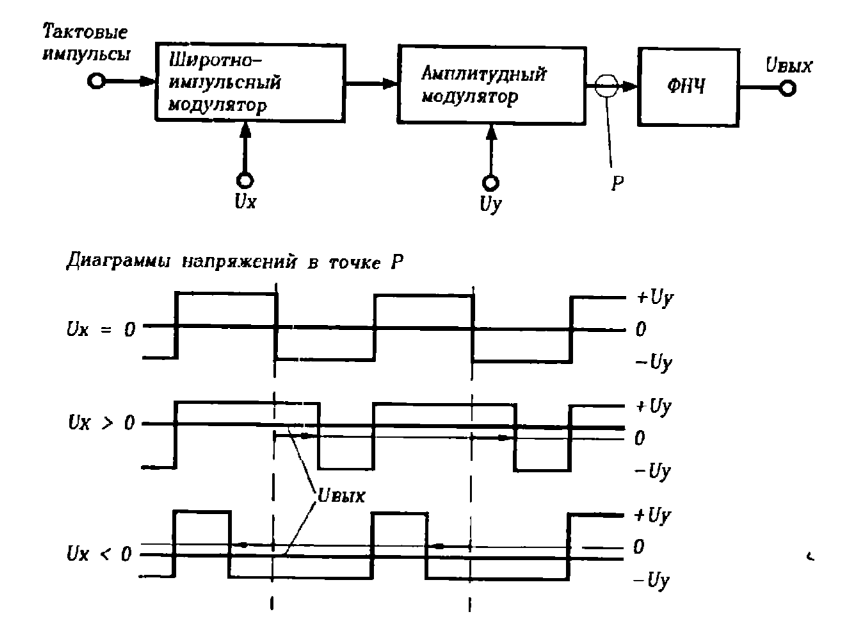
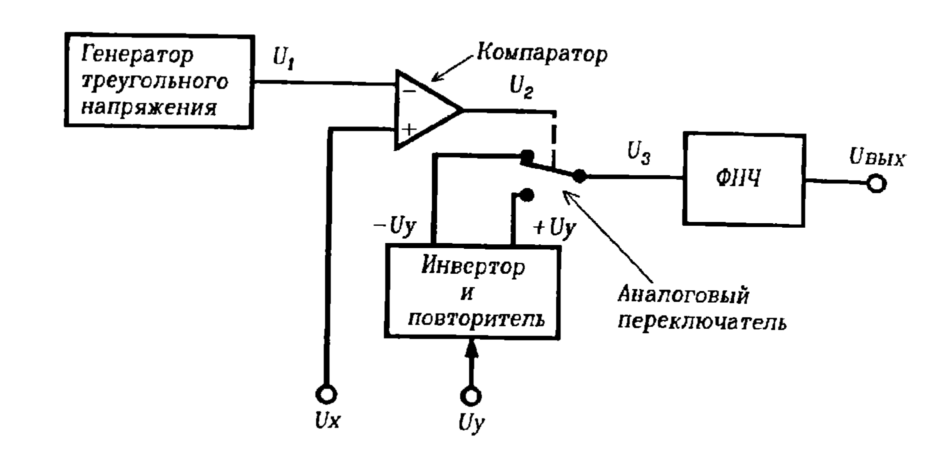


Рис. 9.15. Умножитель с изменением длительности и амплитуды импульсов.



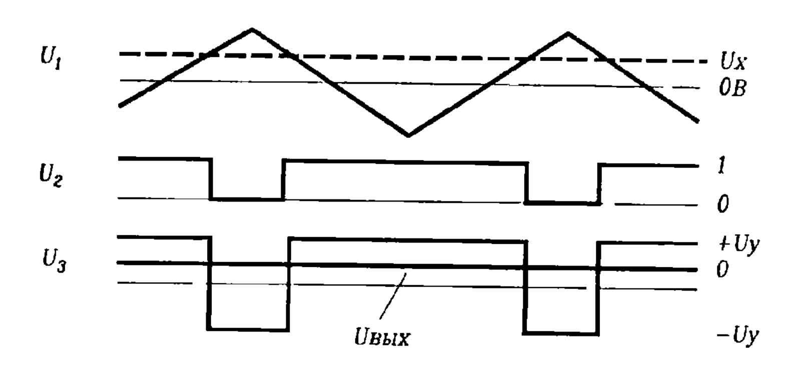


Рис. 9.16. Принцип действия импульсного умножителя.

Умножители с применением ЦАП и АЦП

Этот способ (рис. 9.17) является самым радикальным с точки зрения решения всех проблем, связанных с перемножением аналоговых сигналов. Дешевизна и высокое качество многих современных микросхем ЦАП и АЦП делает его вполне доступным. Кроме того, иногда требуется умножить аналоговый сигнал на некоторое число с представлением результата в виде аналогового сигнала; для таких случаев наилучшим решением будет применение умножающего ЦАП, производящего эту операцию.

Таблица 9.2. *Параметры промышленных умножителей.*

	MPY600	MPY100A	MPY632A	MPY634A
Основные параметры				
Передаточная функция ($U_{ВЫХ}$)	$A_V\left[\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{U_{МАСШ}} - (z_1 - z_2)\right]$	как MPY600	$A_V\left[\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{2U} - (z_1 - z_2)\right]$	как MPY600
Диапазон входных сигналов	±2 В	±10 В	±10 В	+10 В
Напряжения питания	±5 В	±15 В	±15 В	±15 В
Погрешность				
Суммарная погрешность	25 мВ	2%	1%	1%[А]
Прямые прохождения				
по входу X	−65 дБ[Б]	±0,5%	±0,15%	±0,3%
по входу Y	−70 дБ[Б]	±0,03%	±0,01%	±0,01%
Нелинейности				
по входу X	−60 дБ	0,08%	±0,08%	±0,4%
по входу Y	−65 дБ	0,08%	±0,01%	±0,01%
Смещения				
Выходное напряжение смещения	—	50 мВ	5 мВ	5 мВ
Дрейф выходного напряжения смещения	—	0,7 мВ/°С	200 мкВ/°С	200 мкВ/°С
Динамические характеристики				
Полоса пропускания по уровню −3 дБ	30 МГц	550 кГц	1 МГц	10 МГц
Полоса пропускания при погрешности в 1%	—	70 кГц	50 кГц	100 кГц
Комментарии	Работает как умножитель или делитель без внешних элементов. Быстродействующий умножитель/делитель. Имеет дифференциальный токовый выход.	Работает как умножитель или делитель без внешних элементов. Три дифференциальных входа X, Y, Z. Блок умножения/деления общего применения.	Блок умножения/деления с тремя дифференциальными входами. Умножитель и делитель реализуются простым переключением выводов без применения внешних элементов.	Быстродействующий блок умножения/деления общего применения. Можно применять с внешними элементами. Три дифференциальных входа X, Y, Z.

А: Максимальное значение. Б: На частоте 500 кГц. В: Минимальное значение.

Таблица 9.2. (продолжение)

	AD734A	SG1495	AD834J	LH0094	AD538AD
Передаточная функция ($U_{ВЫХ}$)	$A_V\left[\frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{U_1 - U_2} - (z_1 - z_2)\right]$	$\Delta I_{ВЫХ} = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{U_{МАСШ}}$	$\Delta I_{ВЫХ} = \frac{xy}{(1\ В)^2} \cdot 4\ мА$	$y \cdot \left(\frac{z}{x}\right)^m$	$y \cdot \left(\frac{z}{x}\right)^m$
Диапазон входных сигналов	±10 В	±10 В	±1 В	0 — +10 В	0 — +10 В
Напряжения питания	±15 В	±15 В	±4 В — 9 В	±15 В	±15 В
Суммарная погрешность	0,1%	—	0,5%	0,25%	0,5%
Прямое прохождение по входу X	−85 дБ	—	0,2%	—	—
Прямое прохождение по входу Y	−85 дБ	—	0,1%	—	—
Нелинейность по входу X	0,05%	2%	±0,5%	—	—
Нелинейность по входу Y	0,025%	4%	±0,5%	—	—
Выходное напряжение смещения	—	—	—	—	200 мкВ
Дрейф выходного напряжения смещения	—	—	—	—	—
Полоса пропускания по уровню −3 дБ	10 МГц	3 МГц	500 МГц[В]	10 кГц	400 кГц
Полоса пропускания при погрешности в 1%	—	30 кГц	—	—	—
Комментарии	Быстродействующий прецизионный блок умножения/деления. Три дифференциальных входа X, Y, Z. Дополнительный вход управления масштабом.	Дешевый блок умножения. Два дифференциальных входа. Обеспечивает дифференциальный выходной ток, нужны несколько внешних резисторов.	Сверхбыстродействующий умножитель. Два дифференциальных входа. Дифференциальный токовый выход.	Многофункциональный преобразователь с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов. Показатель степени m определяется двумя внешними резисторами, 0 < m < 10. Имеются встроенные резисторы для получения m = 0,5, 1 и 2. Работает в одном квадранте, входные сигналы должны быть положительными.	Вычислительное устройство с логарифмированием и антилогарифмированием сигналов. Показатель степени m определяется двумя внешними резисторами, 0.2 < m < 5. Имеется вывод для получения m = 1. Основное включение — одноквадрантное. Есть вывод эталонного напряжения.

9 Заказ 307

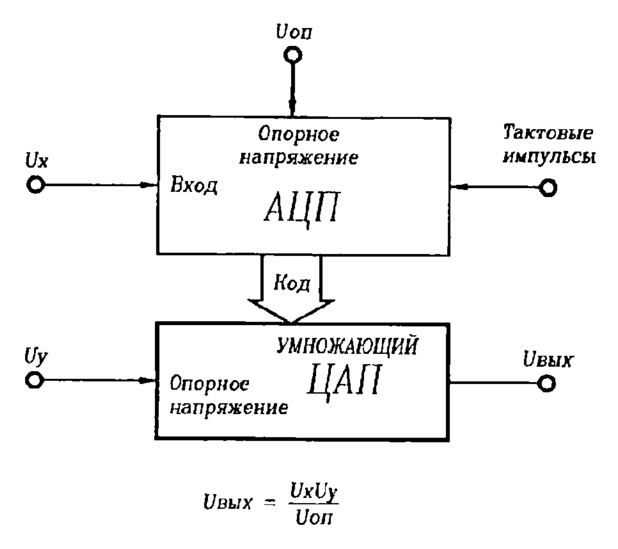


Рис. 9.17. Аналоговое умножение с применением ЦАП и АЦП.

9.3. Промышленные микросхемы аналоговых умножителей

Внутренние структуры промышленных умножителей довольно разнообразны. В табл. 9.2 приведены основные параметры некоторых из них. В большинстве микросхем используются управляемые источники токов или схемы логарифмирования-антилогарифмирования. Существуют также многофункциональные микросхемы преобразователей, которые можно применять в качестве умножителей. Такие преобразователи рассматриваются в следующей главе.

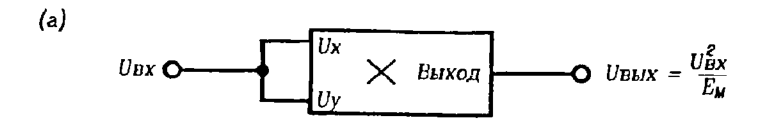
10. Функциональные преобразователи

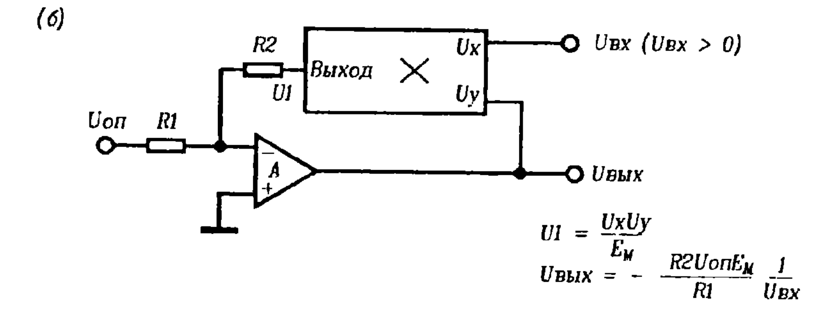
В этой главе рассматриваются схемы, реализующие различные функциональные зависимости выходного напряжения от входного: гиперболическую, квадратичную, извлечения квадратного корня, а также синуса, косинуса и арктангенса. Некоторые из них можно использовать, например, для линеаризации характеристик термопарных датчиков или других источников сигналов с хорошо известной выходной характеристикой. Схемы сгруппированы по принципам построения, а не по функциональным зависимостям, так как все бесконечное множество функций может быть реализовано всего несколькими стандартными приемами.

10.1. Функциональные преобразователи с аналоговыми умножителями

Схемы для возведения в квадрат, извлечения квадратного корня и получения гиперболической (обратно пропорциональной) зависимости строятся на основе умножителя (рис. 10.1). Под умножителем на всех рисунках подразумевается только собственно перемножающий элемент. В составе промышленных микросхем умножителей обычно содержатся дополнительные узлы и выводы, например, выходной ОУ, входы для деления и дифференциальные входы, благодаря которым расширяются возможности их применения. Изображенные на рис. 10.1 схемы, как правило, можно построить с использованием одной единственной микросхемы умножителя без включения дополнительного ОУ.

С помощью умножителей можно реализовать довольно сложные функциональные зависимости. Например, любую непрерывную однозначную функцию можно достаточно точно аппроксимировать полиномом $U_{ВЫХ} = C_0 + C_1U_{ВХ} + C_2U_{ВХ}^2 + C_3U_{ВХ}^3 + ... + C_nU_{ВХ}^n$. Переменные $U_{ВХ}^2$, $U_{ВХ}^3$ ... $U_{ВХ}^n$ можно синтезировать с помощью умножителей, а затем просуммировать с постоянными коэффициентами C_i. Очевидно, чем больше слагаемых использовано в степенном ряду (т.е., чем выше степень полинома n), тем точнее можно аппроксимировать требуемую функцию. Подробнее об умножителях и сумматорах см. гл. 9.





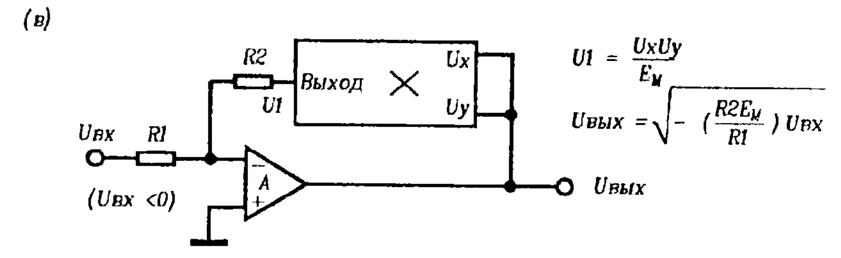


Рис. 10.1. Схемы функциональных преобразователей на основе умножителей: а) квадратичный, б) гиперболический, в) извлечение квадратного корня.

Умножители намного дороже и сложнее сумматоров. Поэтому при использовании данного способа необходимо свести их число к минимуму. Приведем список возможных значений n при различном числе умножителей в схеме:

один умножитель: $n = 2$;
два умножителя: $n = 3, 4$;
три умножителя: $n = 5$, $n = 6$ и $n = 8$ (но не $n = 7$).

Выбираемое значение n является компромиссом между требуемой точностью и реальной жизнью, между желаниями и возможностями. В идеале неплохо было бы использовать очень большое значение n. Однако при этом потребуются несколько умножителей и тщательно сбалансированных схем сумматоров с точно согласованными резисторами. Реальные

умножители не идеальны, они дороги и часто требуют подстройки. В результате схема значительно усложнится и потребует введения многочисленных регулировок. Кроме того, в такой сложной схеме возникает множество новых источников погрешностей. Другими словами, стремление к большей точности увеличивает сложность, которая, в свою очередь, приводит к появлению дополнительных источников погрешностей, а они-то как раз и снижают точность. Поэтому на практике обычно ограничиваются тремя умножителями, т.е. полиномом восьмого порядка. Этого более чем достаточно для аппроксимации большинства функций с точностью около 1%.

На рис. 10.2 показаны схемы для синтеза полиномов до четвертого порядка включительно с использованием всего одного или двух умножителей.

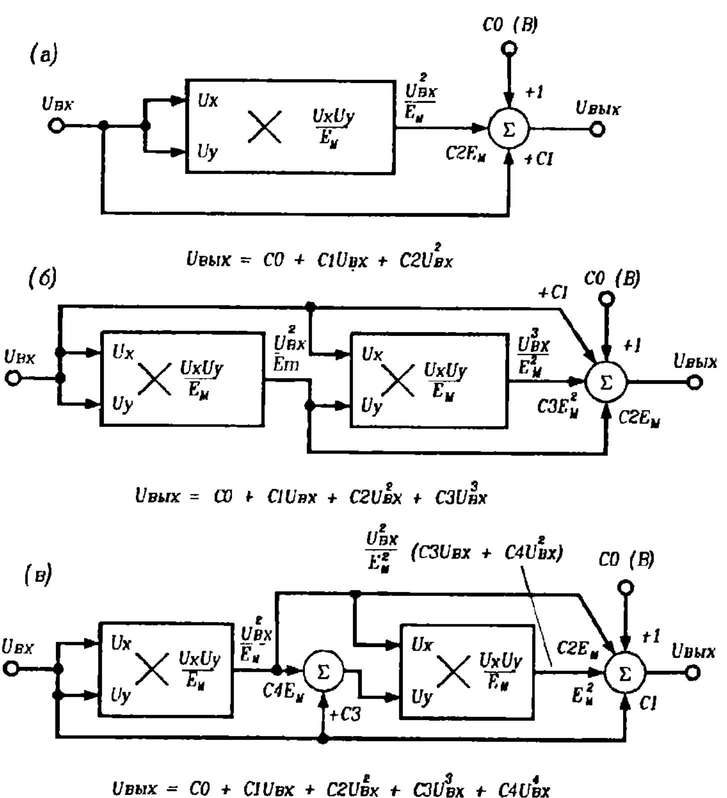


Рис. 10.2. Синтез полиномов: а) второго порядка, б) третьего порядка, в) четвертого порядка.

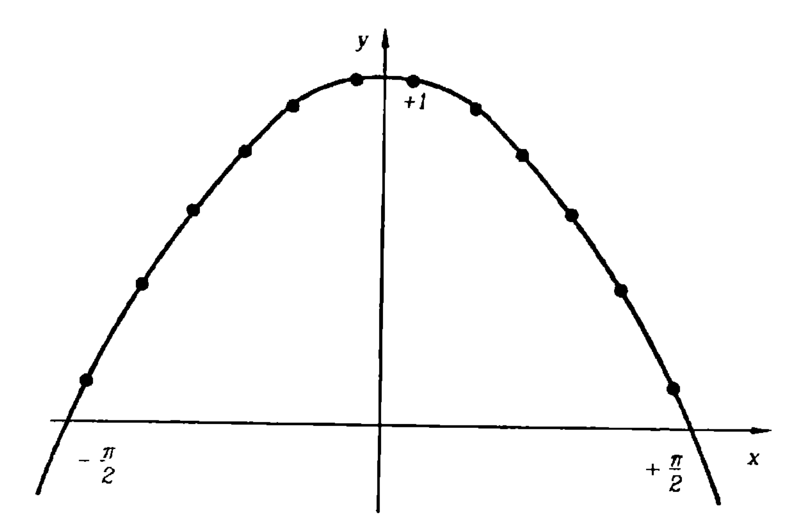


Рис. 10.3. Функция косинуса.

Пока мы рассмотрели только общий принцип синтеза полиномов. Для построения конкретной схемы нам необходимо определить коэффициенты C_0, $C_1, \cdots, C_n$. Здесь возможны два случая. В первом из них нужная функция представлена в математической форме, например sin(x) или tg(x). Во втором случае функция задана набором эмпирических значений для $U_{ВЫХ}$ и $U_{ВХ}$, и искомая кривая должна соответствовать этим значениям.

В случае математической функции, например y = cos(x) область изменения значений x равна $\pm\pi/2$ радиан (±90°) (рис. 10.3). Напомним, что любая функция $f(x)$ может быть разложена в ряд Тейлора:

$$f(x) = f(x_0) + (x - x_0)f^{(1)}(x_0) + \frac{(x-x_0)^2}{2!}\cdot f^{(2)}(x_0) + \cdots + \frac{(x-x_0)^n}{n!}\cdot f^{(n)}(x_0) \ ,$$

где $f^{(n)}(x)$ есть n-ая производная $f(x)$ по x. Для функции cos(x) при $x = 0$ имеем:

$$\cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \cdots + (-1)^n \frac{x^{2n}}{(2n)!} + \cdots \ .$$

Сохраняя члены до четвертого порядка, получим:

$$y = \cos(x) = 1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{2\cdot 4} \ .$$

Если $U_{ВХ}$ изменяется в пределах $\pm\hat{U}_{ВХ}$, а $U_{ВЫХ}$ — между 0 и $+\hat{U}_{ВЫХ}$, переменные x и y необходимо масштабировать.

Соотношение между x и $U_{ВХ}$:

$$\text{при } x = \pi/2 \ \ U_{ВХ} = +\hat{U}_{ВХ}, \ \text{ т.е. } \ x = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{U_{ВХ}}{\hat{U}_{ВХ}} \ .$$

Соотношение между y и $U_{ВЫХ}$:

$$\text{при } y = 1 \ \ U_{ВЫХ} = +\hat{U}_{ВЫХ} \ , \ \text{ т.е. } \ y = \frac{U_{ВЫХ}}{\hat{U}_{ВЫХ}} \ .$$

Подставляя эти выражения для x и y в полином четвертого порядка для cos(x), получим:

$$U_{ВЫХ} = \hat{U}_{ВЫХ} - \left(\frac{\pi^2 \hat{U}_{ВЫХ}}{8\hat{U}_{ВХ}^2}\right)\cdot U_{ВХ}^2 + \left(\frac{\pi^4 \hat{U}_{ВЫХ}}{384\hat{U}_{ВХ}^4}\right)\cdot U_{ВХ}^4 \ ,$$

откуда

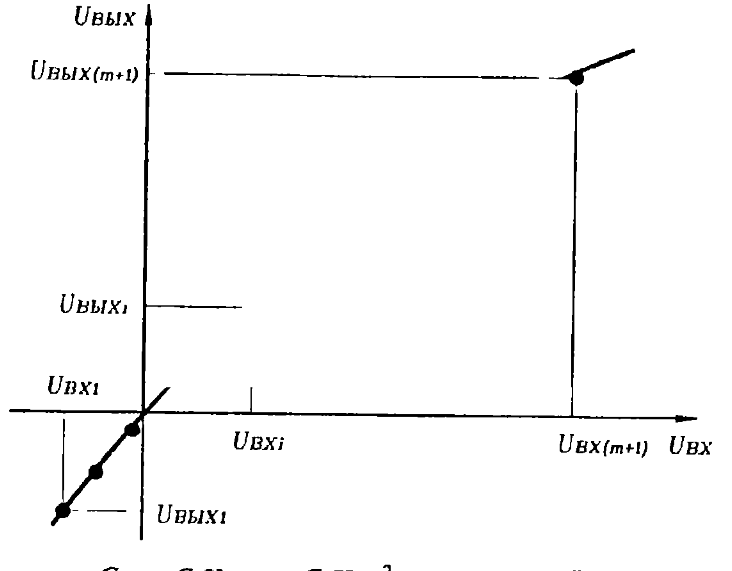
$$C_0 = \hat{U}_{ВЫХ}, \ \ C_1 = 0, \ \ C_2 = \frac{\pi^2 \hat{U}_{ВЫХ}}{8\hat{U}_{ВХ}^2}, \ \ C_3 = 0, \ \ C_4 = \frac{\pi^4 \hat{U}_{ВЫХ}}{384\hat{U}_{ВХ}^4} \ .$$

К сожалению, определение коэффициентов полинома $C_0 \cdots C_n$ из разложения Тейлора не обеспечивает наиболее точной аппроксимации функции полиномом n-го порядка. Более корректная аппроксимация получается при представлении функции суммой полиномов Чебышева с последующим усечением этой суммы. Проектирование преобразователя при этом усложняется и требует довольно громоздких вычислений. За подробностями отсылаем читателя к упомянутой в списке литературы книге Вонга и Отта (Wong, Y.I. and Ott, W.E.), где приведена весьма полезная для расчетов программа на Фортране.

Довольно часто аппроксимируемая функция не задана математически, а существует только в виде графика или таблицы. Такая ситуация часто возникает, например, при линеаризации характеристик различных датчиков. Для получения нужной функциональной характеристики преобразователя вначале необходимо аппроксимировать экспериментально полученную зависимость полиномом n-го порядка, т.е. представить ее в виде:

$$U_{ВЫХ} = C_0 + C_1 U_{ВХ} + C_2 U_{ВХ}^2 + \cdots + C_n U_{ВХ}^n \ .$$

Для проведения такой операции необходимо иметь $(n + 1)$ экспериментальную точку (рис. 10.4) с тем, чтобы можно было получить $n + 1$ независимое линейное уравнение, причем n обычно бывает более 10.



$$U_{\text{ВЫХ}1} = C_0 + C_1 U_{\text{ВХ}1} + C_2 U_{\text{ВХ}1}{}^2 + \dots + C_n U_{\text{ВХ}1}{}^n$$
$$U_{\text{ВЫХ}2} = C_0 + C_1 U_{\text{ВХ}2} + C_2 U_{\text{ВХ}2}{}^2 + \dots + C_n U_{\text{ВХ}2}{}^n$$
$$\dots \qquad \dots$$
$$U_{\text{ВЫХ}(n+1)} = C_0 + C_1 U_{\text{ВХ}(n+1)} + C_2 U_{\text{ВХ}(n+1)}{}^2 + \dots + C_n U_{\text{ВХ}(n+1)}{}^n$$

Рис. 10.4. Построение кривой по экспериментальным данным.

В результате решения полученной системы уравнений определяются коэффициенты полинома.

Чем больше экспериментальных точек (т.е. чем больше значение n), тем точнее искомый полином соответствует характеристике исследуемого устройства. После того, как характеристика аппроксимирована, можно попытаться отбросить члены со старшими степенями аргумента, ограничившись полиномом меньшего порядка, и построить соответствующий функциональный преобразователь. Однако прямое усечение (отбрасывание старших степеней) не вполне корректно. Вместо этого лучше преобразовать экспериментально полученную функцию в сумму полиномов Чебышева, которую уже можно усечь; такой прием существенно повышает точность аппроксимации. Если читатель захочет подробнее ознакомиться с необходимыми расчетами, мы вновь отсылаем его к уже упоминавшейся книге Вонга и Отта (гл. 5, "Степенные ряды и функциональные генераторы") и к распечаткам фортрановских программ, которые эти расчеты производят.

10.2. Логарифмирующие и экспоненциальные функциональные преобразователи

Логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи строятся относительно просто. С помощью этих схем можно выполнить преобразование:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_x \left(\frac{U_z}{U_y}\right)^m ,$$

где m обычно лежит в диапазоне от 0,1 до 10 (т.е. возможно возведение в нецелую степень).

Используя показанное на рис. 10.5 устройство как базовый блок, можно аппроксимировать множество функций (и не только степенных), например, синус, косинус и арктангенс. Этот блок выпускается в виде микросхемы несколькими фирмами, например AD538 фирмы Analog Devices, 4301/2 фирмы Burr-Rrown и LH0094 фирмы National Semiconductor; эти микросхемы иногда называют многофункциональными преобразователями. Отметим, однако, что эти микросхемы работают только в одном квадранте, т.е. U_x, U_y и U_z должны иметь одинаковую полярность. При необходимости описанный узел вполне можно построить на дискретных компонентах.

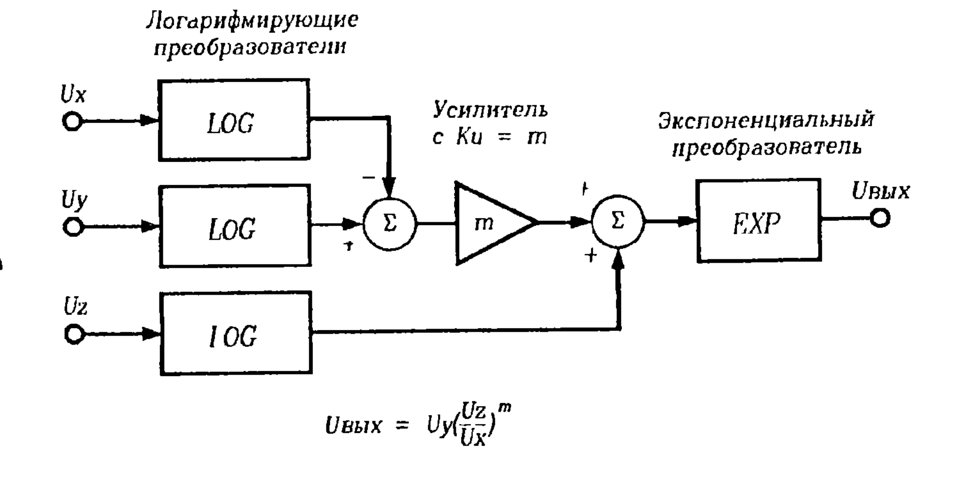


Рис. 10.5. Функциональный преобразователь с логарифмированием и антилогарифмированием.

Чтобы хорошо представлять себе особенности этого подхода, рекомендуем читателю внимательно изучить материалы гл. 8 о логарифмирующих и экспоненциальных преобразователях, и особенно раздел об их использовании в умножителях. Каждый из элементов схемы (логарифмирующие и экспоненциальные преобразователи, сумматоры, усилители) можно строить по отдельности, используя сведения, изложенные в этой книге. Однако более эффективным оказывается устройство, показанное на рис. 10.6. В этой схеме выходное напряжение равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_4}{R_1} \cdot \left(\frac{R_3}{R_1}\right)^m \cdot U_y \left(\frac{U_z}{U_x}\right)^m ,$$

где $m = \dfrac{R_5(R_7 + R_8)}{R_8(R_5 + R_6)}$. $U_x > 0,\ U_y > 0,\ U_z > 0$.

Обычно входные резисторы выбираются равными ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$), и в этом случае

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_y \left(\frac{U_z}{U_x}\right)^m .$$

Для достижения хорошей точности транзисторы VT_1 — VT_4 должны быть согласованы и находиться в одном корпусе, в противном случае их температурные дрейфы не компенсируют друг друга. По сравнению с типовыми узлами в схему введены дополнительные элементы. Для получения степенных функций (т.е. $m > 1$) резистор R_6 следует замкнуть накоротко, а резистор R_5 исключить. Для извлечения корней ($m < 1$) резистор R_7 закорачивается, а резистор R_8 исключается. Сопротивления резисторов R_5 — R_8 должны быть небольшими (не более нескольких сотен Ом) для того, чтобы избежать появления погрешностей, вызываемых протеканием базовых токов транзисторов. Для повышения точности и коррекции погрешностей, вызываемых небольшим рассогласованием транзисторов, следующие резисторы можно сделать подстроечными: R_3 — для подстройки отношения U_z/U_x, R_2 — для регулировки общего коэффициента передачи, и R_6 или R_7 — для подстройки значения m. Схема имеет недостатки, свойственные логарифмирующим преобразователям, например, зависящая от величины сигнала ширина полосы пропускания. Минимальное входное напряжение ограничено, в основном, входными погрешностями ОУ. Максимальная амплитуда входного сигнала ограничивается погрешностями, связанными с объемным сопротивлением транзисторов.

Ранее уже упоминались некоторые микросхемы многофункциональных преобразователей. Одной из новинок в этой области является микросхема AD538, устройство и назначение выводов которой показано на рис. 10.7.

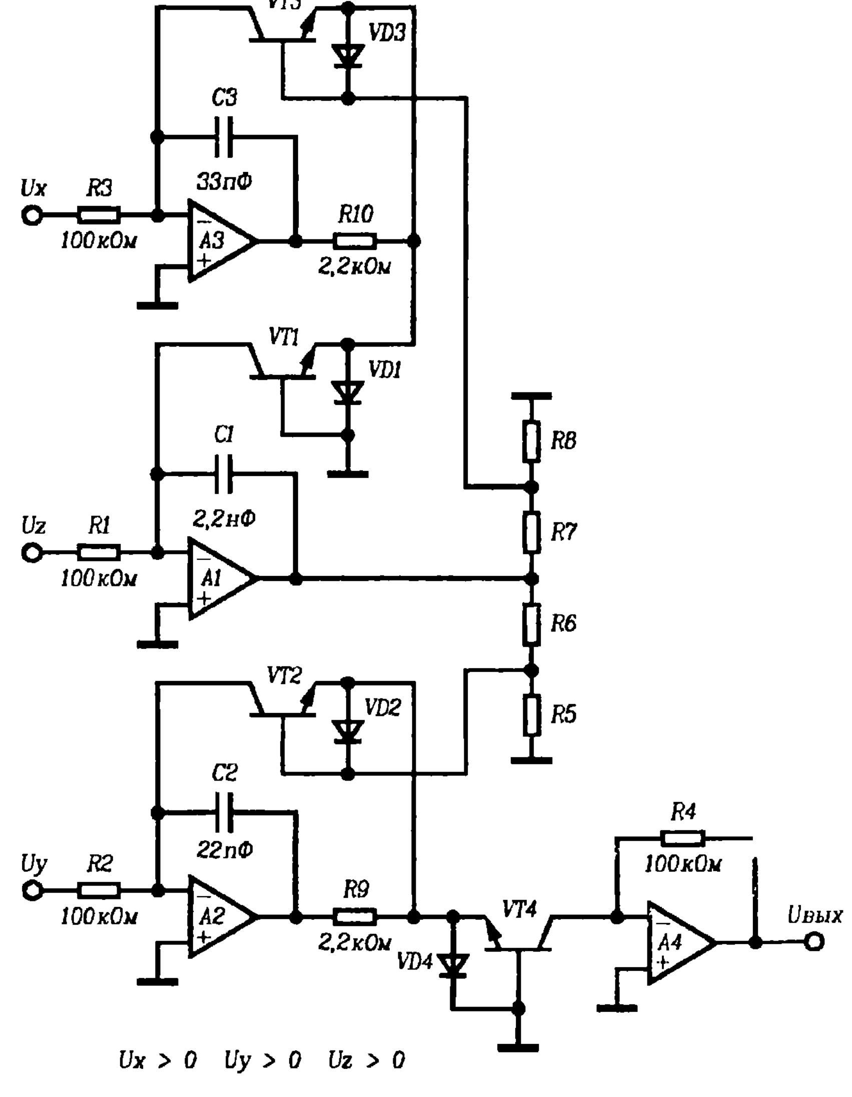


Рис. 10.6. Многофункциональный преобразователь на дискретных элементах.

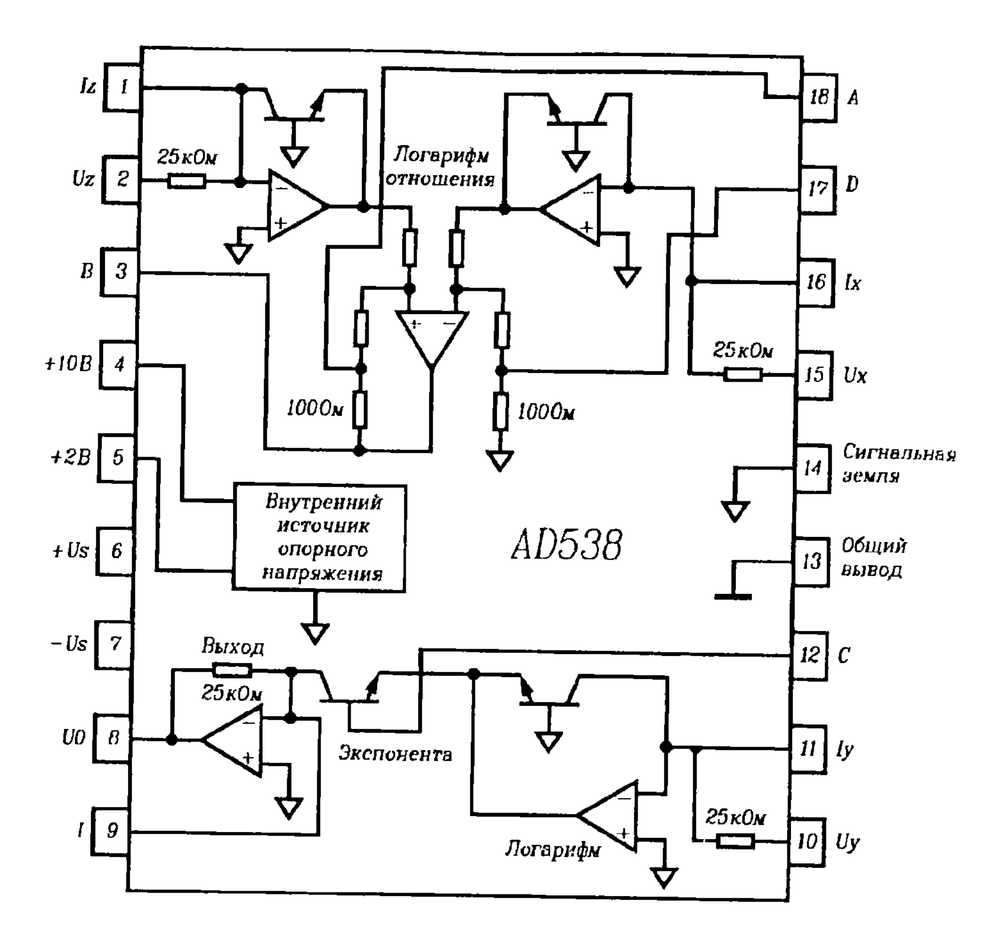


Рис. 10.7. Структура и цоколевка многофункционального преобразователя AD538.

Приведем некоторые примеры использования многофункционального преобразователя.

— Если установить $m = 1$, получим одноквадрантный умножитель-делитель, в котором $U_{ВЫХ} = (U_z U_y)/U_x$, $U_x > 0$, $U_y > 0$, $U_z > 0$. Для установки $m = 1$ нужно исключить резисторы R_5 и R_8 и закоротить R_6 и R_7. Обычно в промышленных микросхемах m устанавливается равным 1 закорачиванием соответствующих выводов, внешние резисторы при этом не нужны.

— При фиксированных значениях U_x и U_y, равных некоторому опорному напряжению $U_{ОП}$, получим схему для возведения в произвольную степень (или извлечения корня), где $U_{ВХ} = U_z$ и

$$U_{ВЫХ} = U_{ОП}\left(\frac{U_z}{U_{ОП}}\right)^m.$$

— Для построения схемы извлечения квадратного корня лучше всего использовать включение, показанное на рис. 10.8, так как при этом не нужны дополнительные резисторы.

Многофункциональные преобразователи позволяют получать некоторые более сложные функциональные зависимости. Наиболее часто возникает потребность в функциях синуса, косинуса и арктангенса. Для их реализации можно использовать схемы, приведенные ниже; все они рассчитаны на входные напряжения $U_{ВХ}$ от 0 В до 10 В.

Функция синуса.

$$U_{ВЫХ} = 10\sin(9U_{ВХ}) \text{ (аргумент - в градусах),}$$

причем $0 \text{ В} < U_{ВХ} < 10 \text{ В}$ (1 В соответствует 10°),

и при этом $0 \text{ В} < U_{ВЫХ} < 10 \text{ В}$.

Данную функцию можно аппроксимировать выражением:

$$U_{ВЫХ} \approx 1{,}5708U_{ВХ} - 1{,}5924\left(\frac{U_{ВХ}}{6{,}366}\right)^{2{,}827}.$$

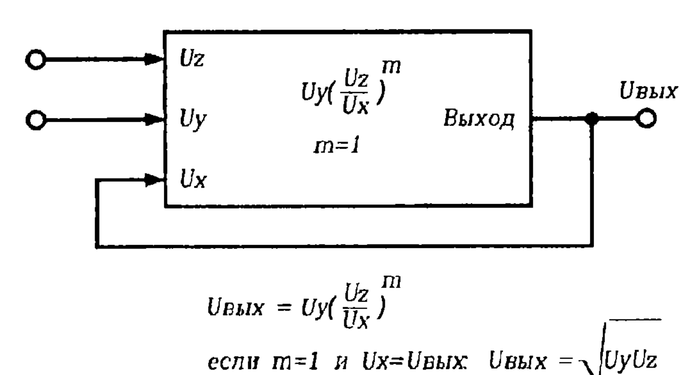


Рис. 10.8. Схема извлечения квадратного корня с применением многофункционального преобразователя.

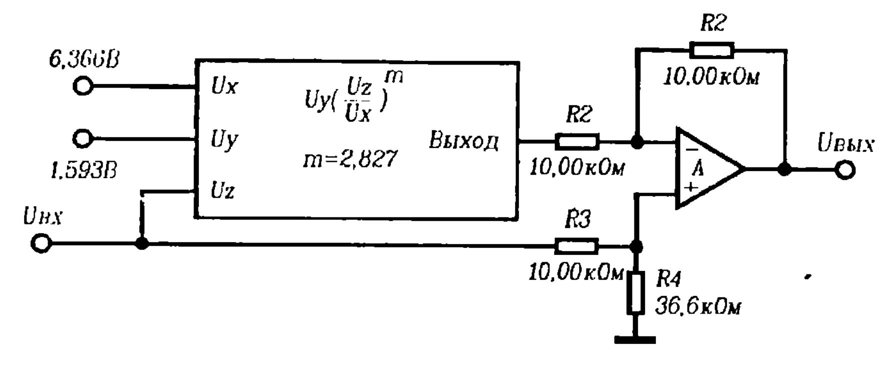


Рис. 10.9. Реализация функции синуса.

Функциональный преобразователь, реализующий это соотношение, показан на рис. 10.9.

Функция косинуса.

$$U_{ВЫХ} = 10\cos(9U_{ВХ}) \text{ (аргумент — в градусах)},$$

причем $0\ В < U_{ВХ} < 10\ В$ (1 В соответствует 10°),

и при этом $10\ В > U_{ВЫХ} > 0\ В$.

Функция косинуса аппроксимируется выражением:

$$U_{ВЫХ} \approx 10 + 0{,}3652U_{ВХ} - 0{,}4276U_{ВХ}^{1{,}504}.$$

Функциональный преобразователь, реализующий это соотношение, показан на рис. 10.10.

Функция арктангенса.

$$U_{ВЫХ} = 9\mathrm{arctg}(U_x/U_y),$$

причем $0\ В < U_{ВЫХ} < 9\ В$, что соответствует изменениям функции в пределах 0 — 90°.

Аппроксимация производится выражением:

$$U_{ВЫХ} \approx \frac{9(U_x/U_z)^{1{,}2125}}{1 + (U_x/U_z)^{1{,}2125}} \quad \text{(1 В соответствует 10°)}.$$

Функциональный преобразователь изображен на рис. 10.11.

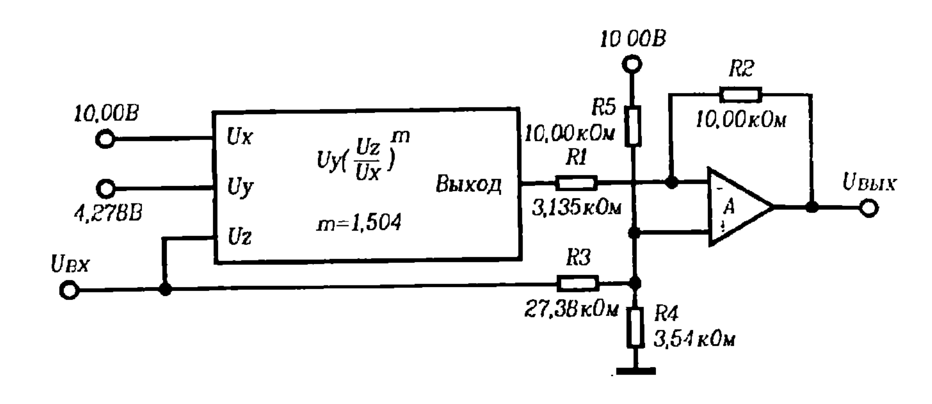


Рис. 10.10. Реализация функции косинуса.

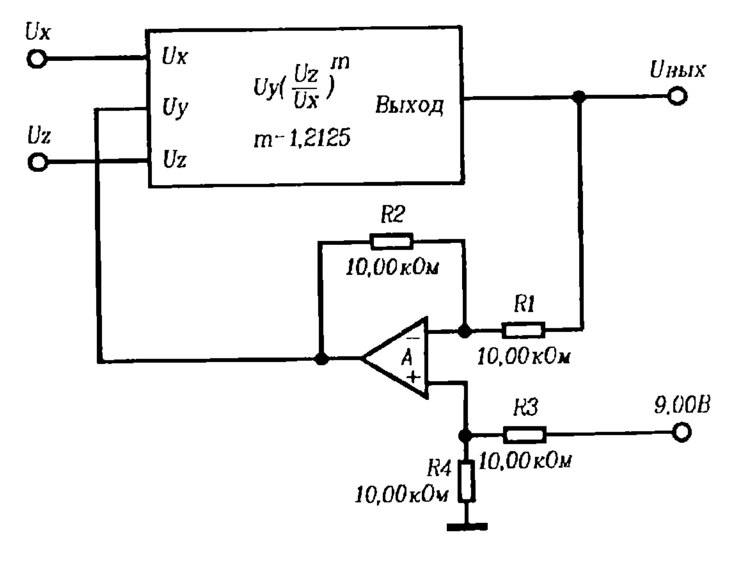


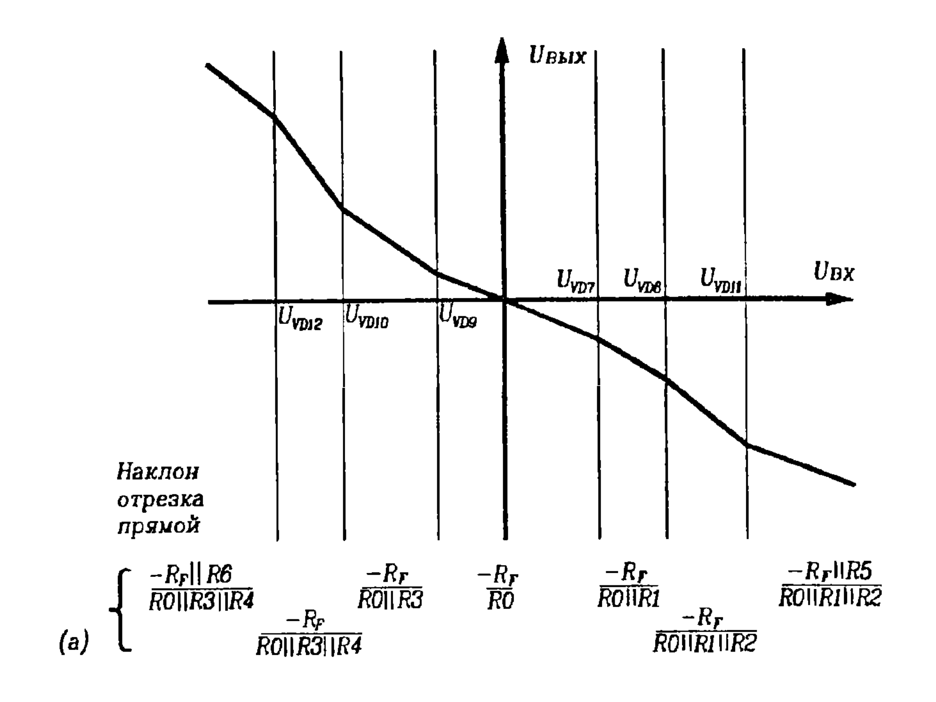
Рис. 10.11. Реализация функции арктангенса.

10.3. Функциональные преобразователи с кусочно-линейной аппроксимацией

Данный способ позволяет аппроксимировать большинство функций. Он заключается в разбиении исходной функции на отрезки прямых с разными наклонами (рис. 10.12). Точность приближения зависит от числа отрезков прямых и скорости изменения наклона самой функции (т.е. от величины ее второй производной — *прим. ред.*). На участках с быстрым изменением наклона разбиение на отрезки должно быть более мелким. Схема преобразователя при использовании этого метода довольно проста и строится на основе ОУ и диодов. Однако приведенную на рис. 10.12б схему не стоит использовать для прецизионных преобразований из-за большой температурной нестабильности напряжения пробоя стабилитронов. Стабилитроны мало пригодны для этого случая и по другим причинам: они дороже обычных диодов, кроме того, стабилитроны выпускаются с дискретным набором напряжений стабилизации (например, 2,7 В, 3,0 В, 3,3 В, 3,6 В, 3,9 В и т.д.), и напряжения точек изломов могут принимать только такие значения. Кроме того, могут быть аппроксимированы только те функции, которые возрастают при увеличении аргумента $U_{ВХ}$ (рис. 10.12а). Сейчас схемы этого типа применяются реже из-за появления таких устройств, как умножители, многофункциональные преобразователи, АЦП и ЦАП. Однако иногда они оказываются полезными благодаря своей дешевизне.

В другом варианте, изображенном на рис. 10.13, для задания напряжения каждой точки излома применяется ОУ. В этой схеме ОУ A_1 действует как дифференциальный входной каскад, а ОУ A_2 — как инвертор. При разомкнутом ключе SW_1 сигнал передается с входа на выход без изменений. Замыкание ключа SW_1 включает в цепь передачи сигнала схему функционального преобразования, которая состоит из нескольких параллельно включенных каскадов формирования точек изломов. Схема одного из них обведена штрих-пунктирной линией. Для входных напряжений, меньших, чем $+U_{ОП}\cdot R_A/R_B$, вклад каскада в выходное напряжение равен нулю. Однако для входных напряжений, больших указанного, каскад может уменьшить или увеличить наклон передаточной характеристики на величину $\pm(R_2\cdot R_C\cdot R_E\cdot R_7)/(R_1\cdot R_A\cdot R_D\cdot R_F)$. Каждый каскад может быть видоизменен одним из следующих способов.

- Изменение полярности включения диодов инвертирует функцию каскада (т.е. его вклад в выходное напряжение равен нулю, когда $U_{ВХ}$ превышает напряжение излома, а не ниже его).
- Использование отрицательного напряжения $U_{ОП}$ позволяет вводить точки изломов в области отрицательных значений $U_{ВХ}$.



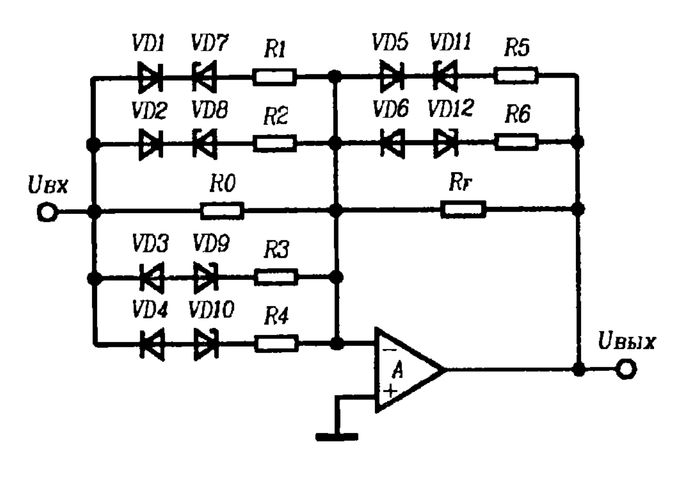


Рис. 10.12. Кусочно-линейная аппроксимация: а) передаточная характеристика, б) простейшая схема для кусочно-линейной аппроксимации.

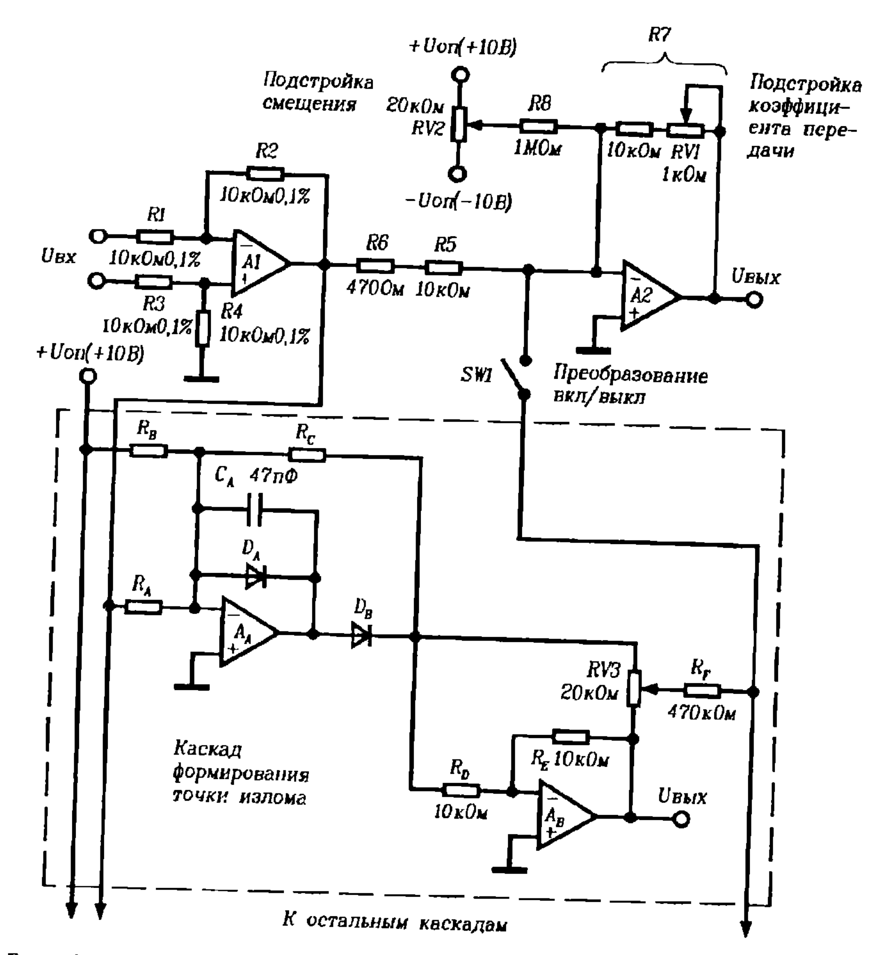


Рис. 10.13. Универсальный диодный функциональный преобразователь.

— Если исключить из схемы резистор R_5, выходное напряжение будет определяться только каскадами формирования точек изломов.

— Работу схемы можно сделать более наглядной, добавив в каждый каскад по компаратору со светодиодом для индикации выходного напряжения ОУ A_A, что позволит при настройке схемы визуально контролировать положение точек изломов. Ну а напоследок можно установить большой тумблер для выключения индикации после окончания настройки.

Еще одним примером использования данного способа является микросхема функционального генератора 8038 фирмы Intersil, которая вырабатывает сигналы прямоугольной, треугольной и синусоидальной формы. Прямоугольные и треугольные сигналы получить довольно просто. Синусоидальный же сигнал в микросхеме 8038 получают из треугольного с помощью диодного блока, имеющего 16 точек изломов (8 положительных и 8 отрицательных).

10.4. Схемы функциональных преобразователей с использованием АЦП и ЦАП

Этот метод (рис. 10.14) представляет собой наиболее радикальное средство решения всех проблем, связанных с получением самых разнообразных функциональных зависимостей ценой, однако, весьма существенного усложнения схемы. Тем не менее, постоянное снижение стоимости АЦП и ЦАП делает его экономичным, эффективным и точным способом реализации конкретной функции, и он становится все более распространенным. АЦП преобразует входной сигнал в цифровой код, который используется в качестве адресного для ПЗУ. В самом ПЗУ по соответствующим адресам записан код выходного напряжения, который поступает на ЦАП, а тот, в свою очередь, преобразует его в аналоговый сигнал. Сейчас некоторые производители предлагают готовые микросхемы ПЗУ с запрограммированными функциями, что свидетельствует о растущей потребности в таких изделиях.

Достоинства	Недостатки
Характеристики не зависят от дрейфов и погрешностей ОУ, так как значения функции задаются в цифровом виде.	Точность и разрешающая способность ограничиваются разрядностями преобразователей.
Этим способом можно реализовать любую функциональную зависимость.	Для программирования ППЗУ (или РППЗУ) требуется специальное оборудование.
Используется минимум дискретных элементов (диодов, резисторов и т.д.).	

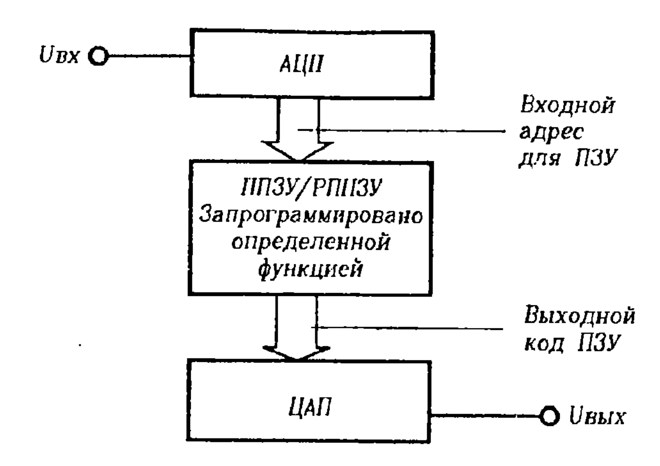


Рис. 10.14. Функциональный преобразователь с применением АЦП и ЦАП.

11. Ограничители, пиковые детекторы и выпрямители

В этой главе описаны устройства, в которых для выполнения различных функций используются выпрямительные свойства диодов. Рассматриваются ограничители, пиковые детекторы и выпрямители.

11.1. Ограничители

Ограничителями называются схемы, выходное напряжение которых не может превышать определенной величины. Их иногда также называют фиксаторами и применяют для защиты цепей от повышенного напряжения. Входной и выходной сигналы фиксатора показаны на рис. 11.1.

В показанных здесь простых схемах ограничение выходного напряжения ОУ или другого подобного устройства осуществляется с помощью стабилитрона или обычного диода. Следует соблюдать осторожность при использовании подобных схем, поскольку выходной ток ОУ при ограничении сигнала максимален. Это значит, что ОУ должен выдерживать короткое замыкание на выходе в течение неограниченного времени и при максимальной рабочей температуре. Кроме того, параметры фиксирующих диодов должны быть такими, чтобы они сами не оказались выведенными из строя максимальным током источника сигнала. Таким источником часто бывает ОУ, который заметно нагревается, если оказывается в состоянии ограничения дольше нескольких секунд. Следовательно, особую осторожность надо соблюдать в ситуациях, когда необходимы минимальные дрейфы смещения.

В схеме на рис. 11.1а для установки положительного и отрицательного уровня ограничения применяются два встречно включенных стабилитрона. Схема на рис. 11.1б предназначена для ограничения только отрицательных напряжений, поэтому один из стабилитронов заменен на обычный диод. Наконец, в схеме на рис. 11.1в стабилитроны исключены вовсе; при этом источники напряжений ограничения U_1 и U_2 должны быть способны поглотить предельный выходной ток ОУ, который обычно составляет несколько десятков миллиампер.

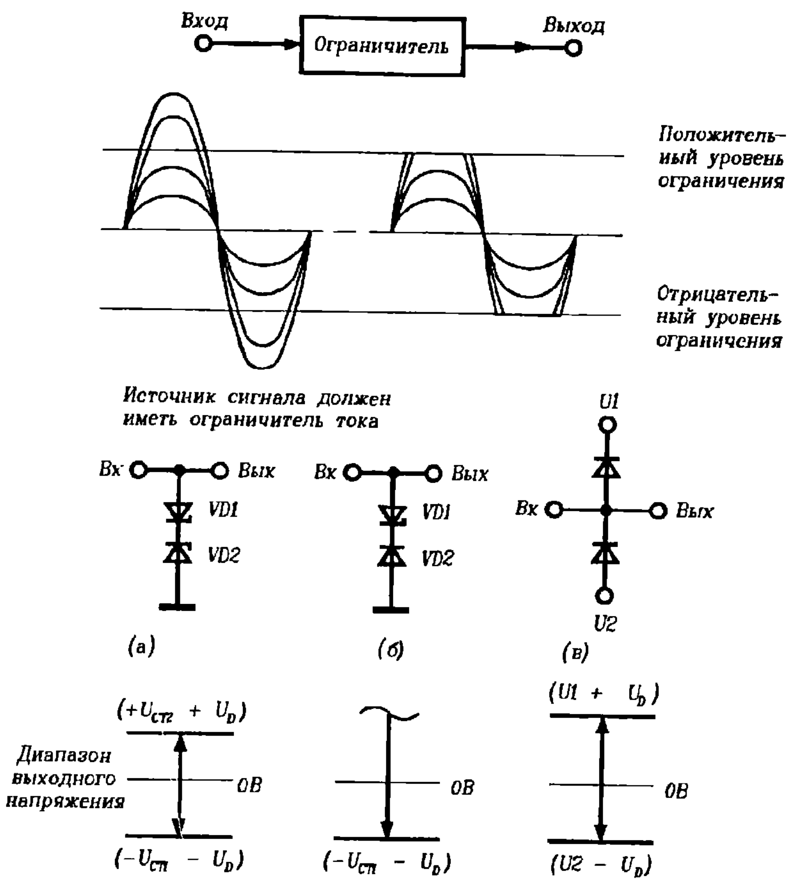


Рис. 11.1. Простейшие схемы ограничителей: а) двусторонний на стабилитронах, б) односторонний на стабилитроне, б) диодная фиксация на заданных уровнях.

Для ограничения входного тока фиксатора последовательно с источником сигнала можно включить резистор (рис. 11.2). Сопротивление резистора R должно быть выбрано таким, чтобы источник сигнала входил в насыщение по выходному напряжению, а не в режим ограничения тока; выбирать резистор R нужно с учетом рассеиваемой мощности.

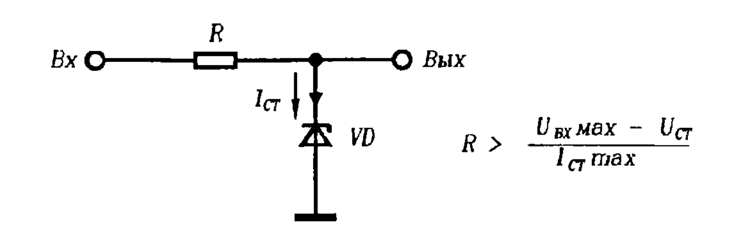


Рис. 11.2. Включение резистора для ограничения тока.

Жесткое ограничение часто используется как простой способ защиты. Однако при этом трудно управлять уровнем ограничения, и значительная мощность выделяется в виде тепла. Кроме того, точность ограничения невысока, так как часто у стабилитронов нет ярко выраженного излома на обратной ветви характеристики, а дифференциальное сопротивление стабилизации иногда слишком велико. Далее описаны более сложные способы ограничения напряжения на заданном уровне. Эффективное ограничение можно обеспечить в схемах с инвертирующим включением ОУ, установив стабилитрон между выходом и инвертирующим входом. Достоинство такого способа состоит в том, что ОУ не входит в режим ограничения выходного тока. На рис. 11.3 приведена схема простого инвертирующего усилителя-ограничителя.

У этого способа есть два принципиальных недостатка.

- Емкость pn-перехода. Быстродействие схемы снижается из-за влияния емкостей переходов стабилитронов, которые могут достигать десятков пФ, при этом надо учитывать два обстоятельства. Во-первых, ширина полосы сужается из-за шунтирующего действия этих емкостей, включенных параллельно резистору R_2. Во-вторых, увеличивается время переключения ограничителя из-за перезаряда емкостей переходов, что ухудшает параметры схемы при ограничении быстро изменяющихся сигналов.
- Токи утечки. У стабилитронов они достаточно велики, что может сказаться на работе некоторых чувствительных схем, например, интеграторов.

В схеме на рис. 11.4 стабилитрон постоянно находится в режиме стабилизации и включается в схему ограничителя через диодный мост. Поскольку стабилитрон находится в режиме стабилизации, напряжение на нем постоянно, и влияние его емкости перехода практически исключается (поскольку эта емкость в процессе работы схемы не перезаряжается — *прим. ред.*).

Быстродействие ограничителя определяется теперь, в основном, скоростью переключения диодов моста, которая намного выше, чем у ста-

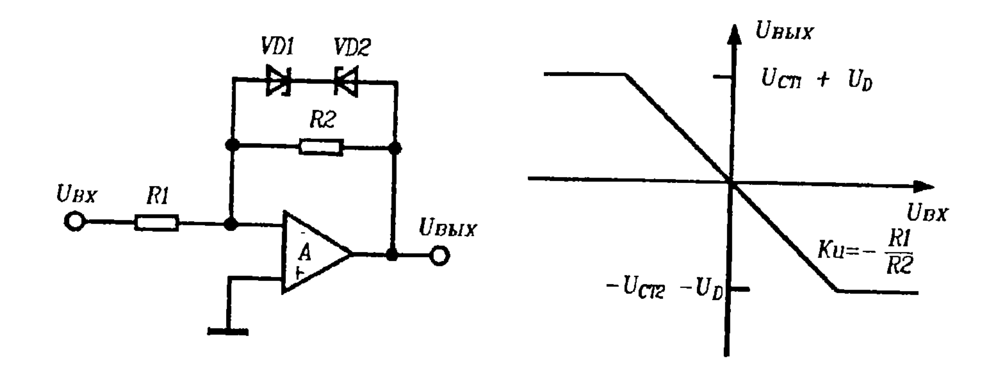


Рис. 11.3. Инвертирующий усилитель-ограничитель со стабилитроном.

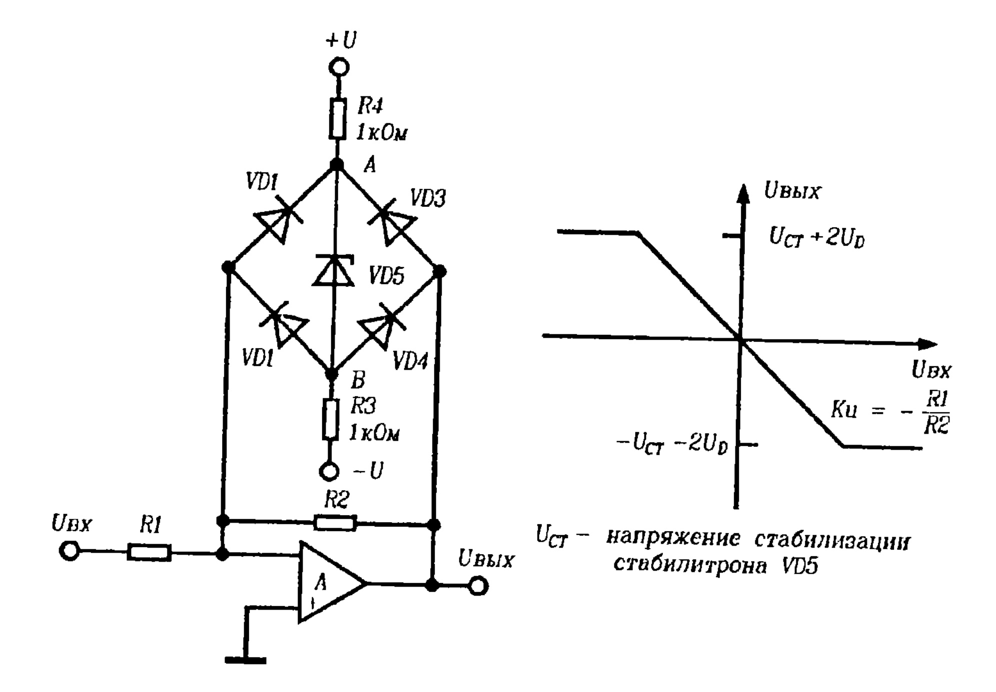


Рис. 11.4. Ограничитель на стабилитроне с диодным мостом.

билитрона, поскольку емкости переходов высокочастотных диодов на порядок меньше. Влияние емкостей pn-переходов диодов моста при работе на линейном участке также значительно снижается. Объясняется это тем, что потенциалы точек *A* и *B* постоянны. Поэтому для сигналов переменного тока точки *A* и *B* практически заземлены, поскольку суммарная проводимость резисторов R_3 и R_4 довольно велика (т.е. их параллельное сопротивление мало). Следовательно, емкости диодов VD_1 и VD_2 оказываются включенными между инвертирующим входом ОУ и землей, а емкости диодов VD_3 и VD_4 — между выходом ОУ и землей. Паразитные емкости в этих точках схемы не вызывают значительного снижения быстродействия по сравнению с емкостью, параллельной резистору R_2. Эти емкости скорее могут привести к неустойчивости, особенно при использовании быстродействующего ОУ. Еще одно преимущество данной схемы состоит в том, что она обеспечивает более строгое ограничение, поскольку на ее работе не сказываются ни ток утечки, ни форма характеристики пробоя стабилитрона (стабилитрон не включен постоянно в цепь обратной связи ОУ). Ограничение обеспечивается обычными диодами, ток утечки которых значительно меньше, а характеристики переключения гораздо лучше.

Если влияние токов утечки стабилитрона или диодов все еще оказывается слишком велико, можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 11.5. Здесь ток утечки проходит через стабилитрон и резистор R_3 на землю, а не в точку суммирования токов (инвертирующий вход ОУ). Резистор R_3 отделен от инвертирующего входа ОУ встречно включенными диодами VD_1 и VD_2. Резистор необходимо выбрать достаточно малым

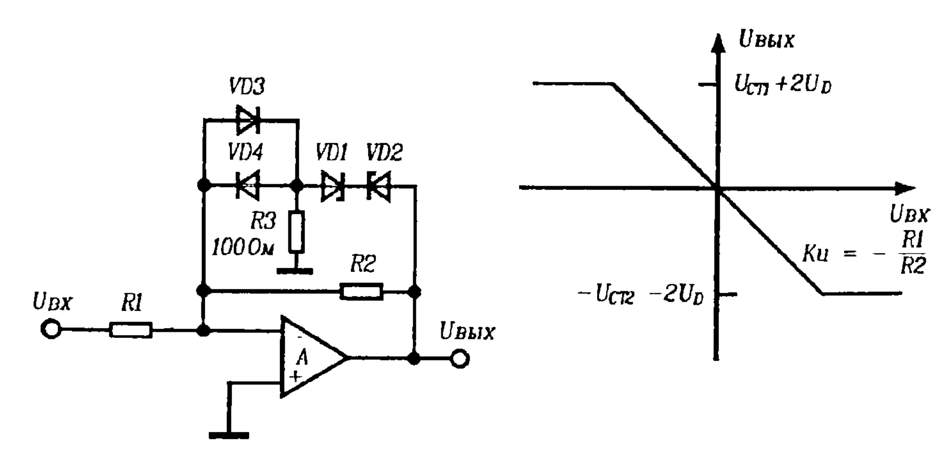


Рис. 11.5. Уменьшение влияния токов утечки стабилитронов.

для того, чтобы ток утечки стабилитрона замыкался на землю только через него, а не через диоды VD_1 и VD_2 (для этого падение напряжения на R_3, вызванное протеканием тока утечки, не должно превышать напряжения открывания диодов VD_1 и VD_2 — *прим. ред.*). Однако, если резистор R_3 сделать слишком малым, то в режиме ограничения выходной ток ОУ сильно возрастает. Типичное значение R_3 находится в пределах от 100 Ом до 1 кОм. В качестве диодов VD_1 и VD_2 следует применять диоды с малым током утечки, например серии PAD фирмы Siliconix.* Отметим, что при установке в схему диодов VD_1 и VD_2 уровни ограничения возрастают на величину их прямого падения напряжения.

Диодный мостовой ограничитель

Применение диодного моста для ограничения сигналов показано на рис. 11.6. Отметим, что напряжения U_1 и U_2 могут быть как положительными, так и отрицательными. На рисунке показан случай, когда U_1 положительно, а U_2. отрицательно. В отсутствие ограничения напряжение

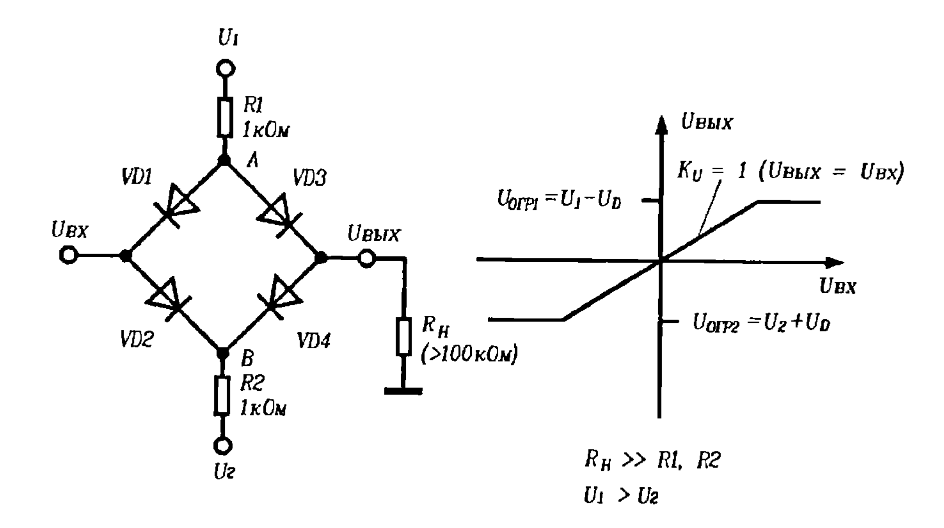


Рис. 11.6. Основная схема диодного мостового ограничителя.

* В данном случае речь должна идти скорее о диодах с наиболее резким переходом в проводящее состояние при подаче прямого напряжения. Наилучших результатов можно добиться, используя в качестве диодов переходы затвор-исток полевых транзисторов. — *Прим. ред.*

$U_{ВХ}$ лежит между уровнями фиксации $U_{ОГР1}$ и $U_{ОГР2}$, и все диоды находятся в проводящем состоянии. Потенциал точки A превышает $U_{ВХ}$ на величину падения напряжения на диоде, а потенциал B ниже $U_{ВХ}$ на ту же величину. Поскольку прямые падения напряжения на всех диодах примерно одинаковы, а потенциалы точек A и B определяются входным сигналом, выходное напряжение примерно равно входному. Можно предложить другое объяснение этому факту: выходные диоды VD_3 и VD_4 включены симметрично входным (VD_1 и VD_2), поэтому $U_{ВЫХ}$ равно $U_{ВХ}$. При входных напряжениях больших верхнего порога ограничения (U_1 — U_D) диод VD_1 запирается. Потенциал точки B из-за наличия диода VD_2 также повышается до уровня, большего, чем напряжение ограничения, и диод VD_4 также закрывается. Следовательно, выходное напряжение остается ниже верхнего порога ограничения на величину падения напряжения на диоде VD_3. Аналогично при входном сигнале, меньшем нижнего порога ограничения $U_{ОГР2}$, диоды VD_2 и VD_3 запираются, диоды VD_1 и VD_4 включены, и выходное напряжение остается выше нижнего порога ограничения на величину падения напряжения на диоде VD_4.

Эта схема удобна в том отношении, что необходимые уровни ограничения можно устанавливать напряжениями U_1 и U_2. В большинстве схем со стабилитронами это невозможно, так как пороги ограничения определяются напряжениями стабилизации. Показанное на рис. 11.6 устройство можно рекомендовать для схем средней точности. При построении прецизионных ограничителей необходимо учитывать дополнительные обстоятельства.

— Пороги ограничения зависят от напряжения включения и других параметров диодов, поэтому они весьма чувствительны к колебаниям температуры. Кроме того, переход диода из проводящего состояния в выключенное и наоборот не носит скачкообразного характера, что отражается на характеристике ограничения.

— Чтобы параметры ограничителя не зависели от нагрузки, ее сопротивление должно быть достаточно большим. Кроме того, сама схема ограничения обладает относительно малым входным сопротивлением.

Для получения более резкого перехода в режим ограничения диодный мост можно включить в цепь обратной связи ОУ (рис. 11.7). Заметим, что пороги ограничения по-прежнему зависят от прямых напряжений на диодах VD_5 и VD_6, что сказывается на их температурной стабильности. ОУ A_2 выполняет роль выходного буфера. Стабилитроны, включенные между входом и выходом ОУ A_1, обеспечивают его отрицательную обратную связь в режиме ограничения. Напряжения стабилизации $VD1$ и $VD2$ должны быть больше порогов ограничения, т.е.:

$$U_{СТ1} > U_1 \text{ и } U_{СТ2} > |U_2| \text{ (при } U_2 < 0).$$

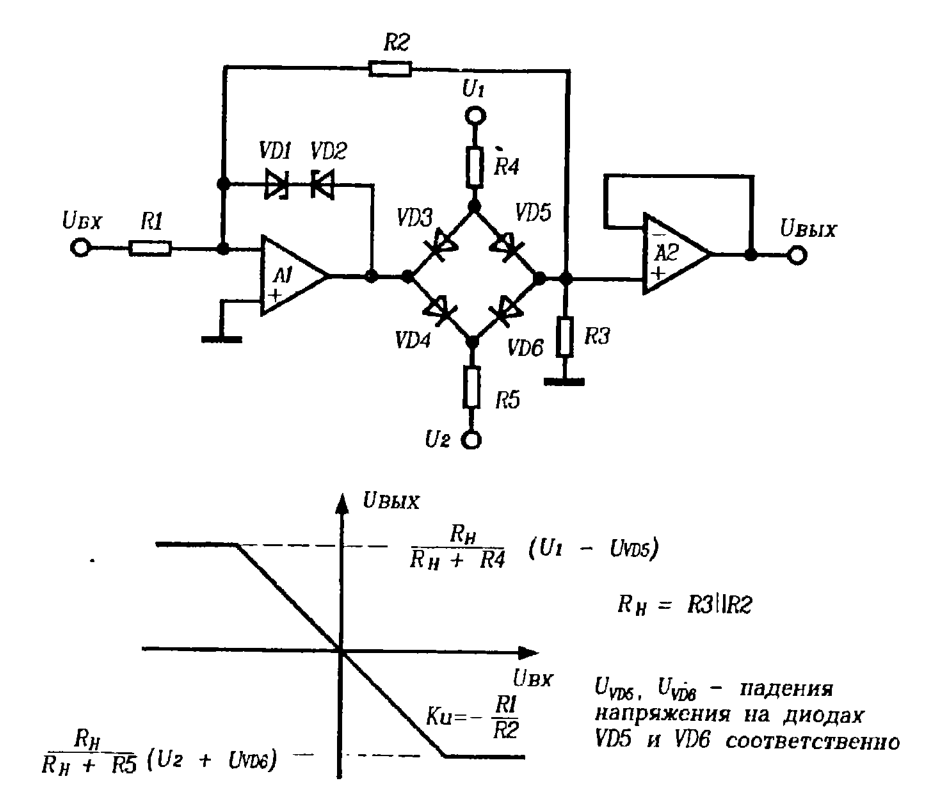


Рис. 11.7. Улучшение характеристики диодного мостового ограничителя.

Управляемый напряжением ограничитель на ОУ

Управляемый напряжением ограничитель на ОУ показан на рис. 11.8. Рассмотрим случай ограничения положительного сигнала (рис. 11.8а). При входном напряжении меньшем, чем U_1, ОУ находится в состоянии положительного насыщения, поэтому диод VD_1 смещен в обратном направлении и не участвует в работе схемы. Входное напряжение передается на выход через резистор R. Когда входное напряжение оказывается больше порога ограничения U_1, выходное напряжение ОУ меняет знак, диод открывается, цепь обратной связи ОУ замыкается, и на выходе схемы устанавливается напряжение U_1. При ограничении отрицательных сигналов (рис. 11.8б) схема действует аналогично, но полярности напря-

жений и включения диода меняются на противоположные. Если нужно ограничить как положительный, так и отрицательный сигналы, можно включить две эти схемы последовательно. Отметим, что ОУ должен выдерживать большие дифференциальные входные напряжения.

Данный способ позволяет получить хорошую характеристику ограничения, так как все "неидеальности" диода ослабляются в A_V раз, где A_V — коэффициент усиления ОУ. Схема имеет высокое входное сопротивление по входу порогового напряжения, поскольку оно подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ. Один из основных ее недостатков заключается в невысоком быстродействии, поскольку при переходе в режим ограничения ОУ должен сначала выйти из состояния насыщения в линейный режим. Возможные способы улучшения схемы описаны ниже.

Сопротивление резистора R должно выбираться, исходя из двух противоречивых требований. С одной стороны, его сопротивление определяет выходное сопротивление схемы в линейной области (в отсутствие

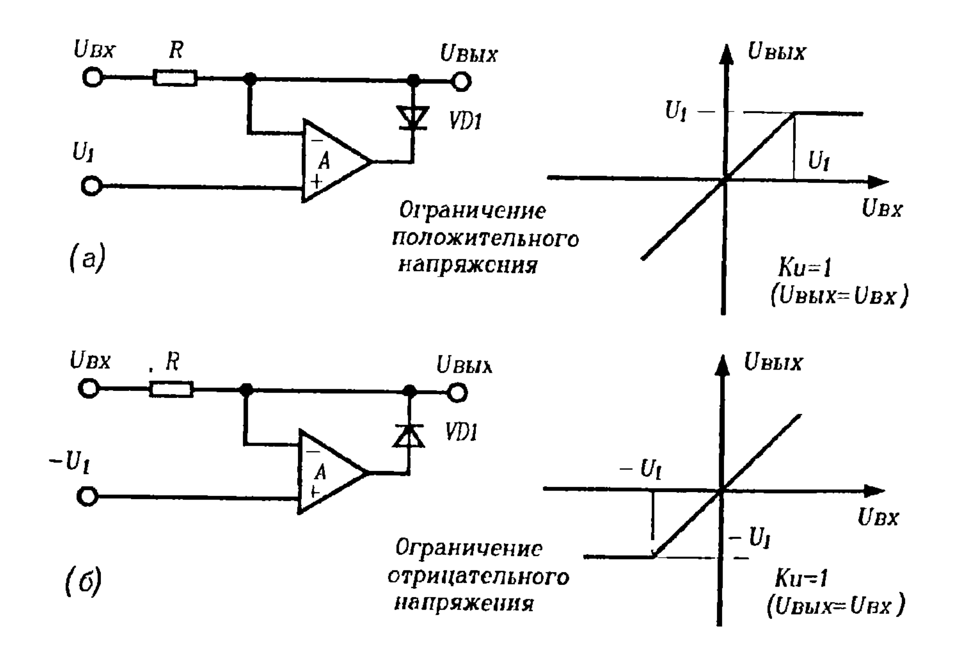


Рис. 11.8. Управляемый напряжением ограничитель: а) ограничение положительного сигнала, б) ограничение отрицательного сигнала.

ограничения), поэтому оно должно быть минимальным. С другой стороны, в режиме ограничения резистор R определяет входное сопротивление устройства, а поэтому его сопротивление должно быть увеличено. Обычно номинал резистора R выбирают около 1 кОм.

Один из способов уменьшения времени переключения схемы состоит в применении нескорректированного ОУ, причем корректирующий конденсатор подключается только тогда, когда он необходим, т.е. тогда, когда ОУ находится в линейном режиме (в области ограничения, не путать с линейной участком всей схемы! — *прим. ред.*). При таком включении при переходе в область ограничения ОУ будет иметь максимальную скорость нарастания выходного напряжения, поскольку она не будет ограничиваться корректирующим конденсатором, и будет устойчив в этой области при замкнутой петле обратной связи. Приведенную на рис. 11.9 схему можно использовать для таких ОУ, у которых корректирующий конденсатор включается между внешним выводом коррекции и выходом.

На рис. 11.10 показан двусторонний управляемый напряжением ограничитель с высоким входным сопротивлением как по входам пороговых напряжений, так и по сигнальному, а также с достаточно низким выходным сопротивлением. Если входное напряжение находится в интервале между пороговыми уровнями, выходное напряжение схемы определяется повторителем на ОУ A_1. Ограничение сигнала на верхнем уровне обеспечивает ОУ A_2, а на нижнем — A_3; в режиме ограничения ОУ A_2 или A_3 имеют приоритет перед A_1 благодаря включению в схему резистора R_1. Сопротивление этого резистора выбирается так, чтобы ОУ A_1 входил в состояние насыщения при включении одного из ограничителей A_2 или A_3. Типичное значение R составляет около 1 кОм. Операционные усилители должны выдерживать большие дифференциальные входные напряжения.

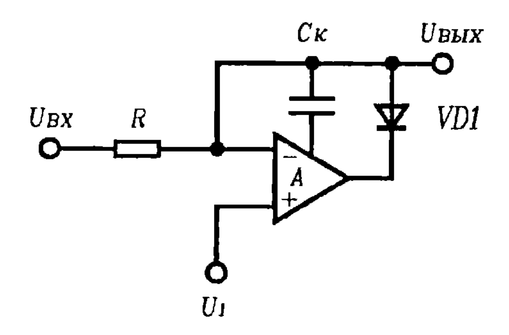


Рис. 11.9. Использование в ограничителе нескорректированного ОУ.

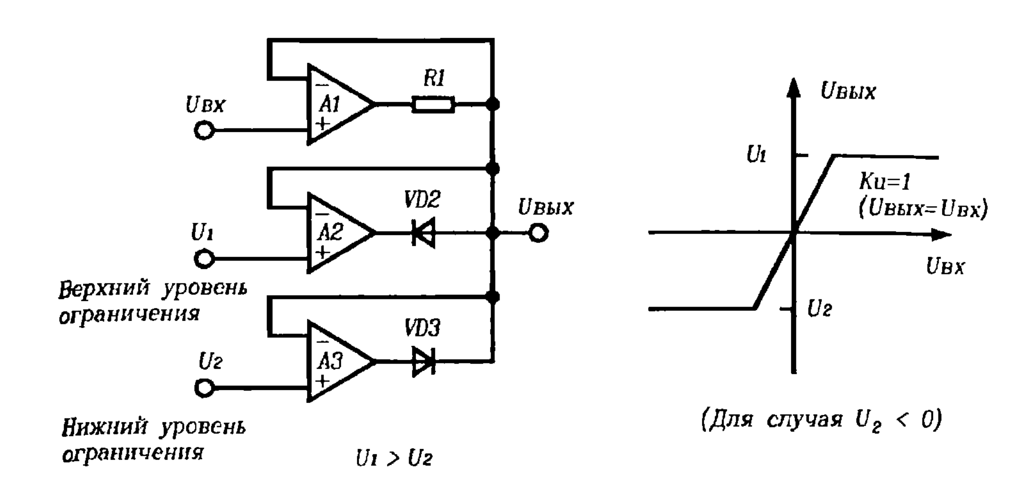


Рис. 11.10. Универсальный двусторонний ограничитель.

11.2. Пиковые детекторы

Пиковые детекторы предназначены для измерения максимального за некоторый отрезок времени значения сигнала. Работу пикового детектора можно пояснить на примере простой схемы, состоящей из идеальных диода и конденсатора (рис. 11.11).

Пиковые детекторы могут работать в двух различных режимах — режиме слежения и режиме хранения. В режиме слежения входной сигнал больше ранее запомненного пикового значения, и выходное напряжение детектора соответствует входному до тех пор, пока входное напряжение не начнет снижаться. В этот момент устройство переходит в режим хранения, в котором будет оставаться до тех пор, пока входное напряжение вновь не превысит ранее достигнутого уровня. Пиковые детекторы похожи на устройства выборки и хранения (УВХ) как по схемотехнике, так и по рабочим характеристикам. Заметим, что хотя данная глава посвящена пиковым детекторам, все сказанное в ней относится и к детекторам минимумов (проще договориться о том, что пики могут быть положительными и отрицательными и не изобретать новых терминов — *прим. ред.*), поскольку для этого в исходной схеме нужно просто изменить полярность включение диода (рис. 11.12).

Показанный на рис. 11.11 простой детектор имеет несколько недостатков. Во-первых, зафиксированное выходное напряжение не остается

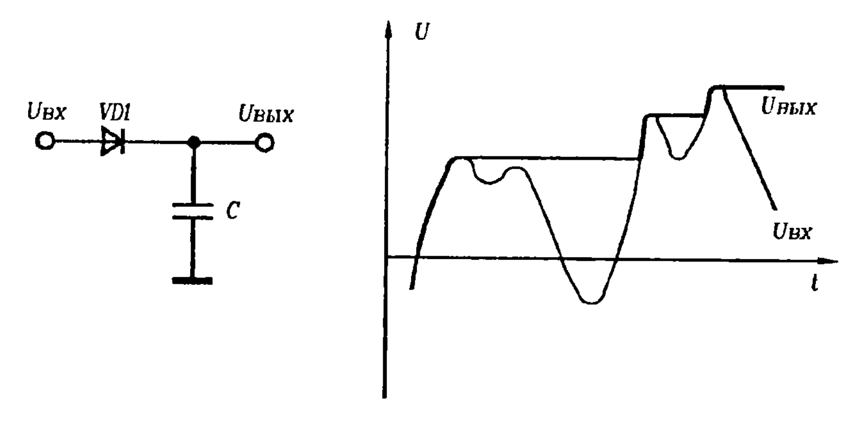


Рис. 11.11. Простейшая схема пикового детектора.

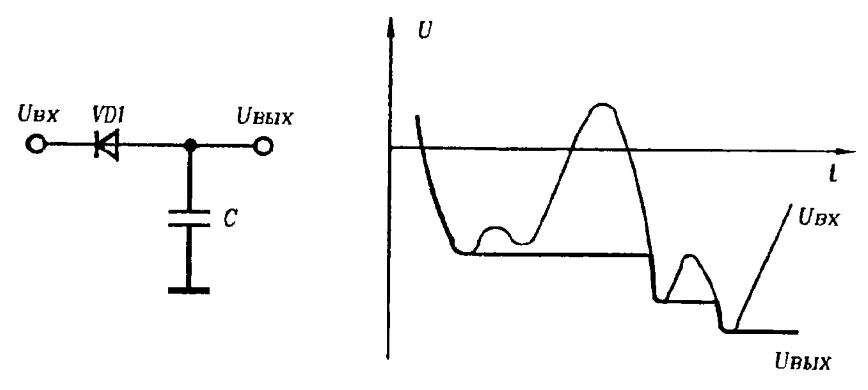


Рис. 11.12. Простейший детектор минимумов.

постоянным. Как правило, оно спадает из-за разряда конденсатора. В схемах пиковых детекторов с применением ОУ конденсатор может заряжаться входными токами, которые приводят к росту выходного напряжения в режиме хранения. Это явление также называют спадом, что вносит некоторую путаницу. Вторая основная проблема связана с конечным временем заряда конденсатора, что определяет минимальную длительность обнаруживаемого импульса, максимальную скорость нарастания выходного напряжения и ширину полосы пропускания пикового детектора. При выборе емкости конденсатора приходится учитывать два противоречивых требования: уменьшения скорости спада и повышения скорости нарастания. Например, большая емкость конденсатора гаранти-

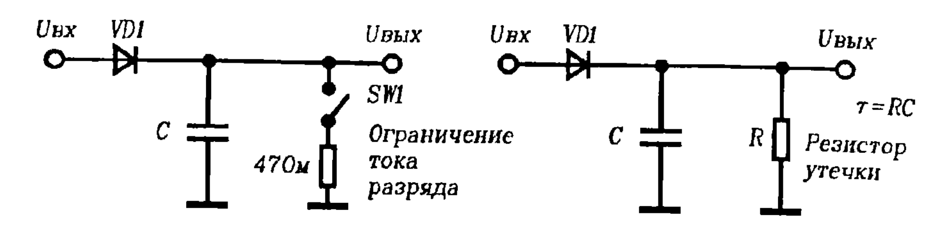


Рис. 11.13. Пиковый детектор со сбросом.

рует меньшую скорость спада, поскольку напряжение на конденсаторе будет изменяться относительно медленно. Однако по этой же причине снижается скорость нарастания, и схема станет нечувствительной к коротким импульсам. Собственно, это классическая для инженера ситуация, в которой требуется компромиссное решение, в данном случае, между скоростями нарастания (быстродействием) и спада (точностью).

Обычно продетектированное напряжение должно храниться только в течение небольшого промежутка времени, после чего его необходимо сбросить для того, чтобы схема могла регистрировать последующие импульсы. Для этого либо в схему вводится ключ сброса, либо увеличивают скорость спада, добавляя резистор утечки (рис. 11.13).

Двухкаскадные пиковые детекторы

Простой двухкаскадный пиковый детектор изображен на рис. 11.14. В этой схеме ОУ A_1 заряжает конденсатор до пикового значения, а ОУ $A2$ выполняет роль буферного повторителя. Когда входное напряжение превышает хранимое на конденсаторе C, выходное напряжение ОУ A_1 увеличивается и конденсатор заряжается через диод VD_1. Таким образом, пока напряжение $U_{ВХ}$ растет, петля обратной связи ОУ A_1 замкнута через диод VD_1, и напряжение на конденсаторе C отслеживает входное. Как

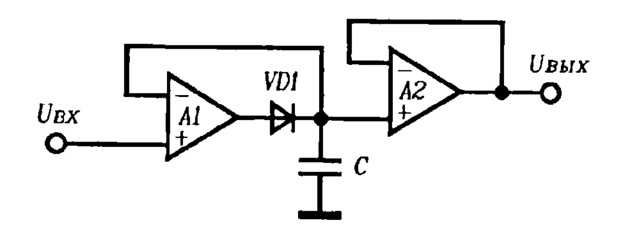


Рис. 11.14. Простой двухкаскадный пиковый детектор.

10 Заказ 307

только входное напряжение начинает уменьшаться, ОУ A_1 переходит в состояние отрицательного насыщения, поскольку цепь его обратной связи размыкается. Конденсатор C оказывается изолированным от выхода A_1 и хранит установившееся на нем напряжение.

Одной из основных причин изменения заряда конденсатора в режиме хранения являются входные токи ОУ, протекающие через конденсатор и изменяющие накопленный на нем заряд. В этой схеме конденсатор C соединен со входами обоих ОУ, что еще более усугубляет ситуацию. Поэтому для данной схемы целесообразно выбирать ОУ с полевыми входами, имеющие малые входные токи. Кроме того, входной сигнал проходит через два ОУ — A_1 и A_2, и к выходному сигналу детектора добавляются два напряжения смещения. Поэтому во многих случаях приходится выбирать ОУ с малыми входными напряжениями смещения. Так как фактически пиковым детектором является только ОУ A_1, в устройствах, предназначенных для регистрации коротких импульсов, быстродействующим может быть только ОУ A_1, а в качестве буферного можно выбрать ОУ общего применения. Переходная характеристика ОУ A_1 с обратной связью должна быть хорошо демпфирована, поскольку в противном случае при быстрых изменениях входного напряжения на его выходе появлятюся выбросы перерегулирования, создающие иллюзию большого пикового сигнала (особенно это актуально для быстродействующих ОУ, которые, как правило, плохо работают на емкостную нагрузку, в данном случае — конденсатор C — *прим. ред.*).

Можно предложить несколько вариантов улучшения приведенной на рис. 11.14 базовой схемы. В частности, на рис. 11.15 показан инвертирующий пиковый детектор с усилением сигнала. Конденсатор разряжается через резистор R_2 на виртуальную землю — инвертирующий вход ОУ A_1. Спад выходного напряжения в режиме хранения определяется экспоненциальным разрядом конденсатора с постоянной времени CR_2. Каскад на ОУ A_1 представляет собой однополупериодный выпрямитель. Некоторые из рассматриваемых далее схем выпрямителей можно превратить в пиковые амплитудные детекторы, подключая к их выходам конденсаторы и буферные каскады. Отметим, что диод VD_2 обеспечивает отрицательную обратную связь ОУ A_1 в режиме хранения. Это предотвращает насыщение усилителя A_1 и значительно сокращает время перехода в режим отслеживания сигнала. Диод VD_2 можно исключить, но при этом снижается быстродействие схемы.

В приведенной на рис. 11.16 схеме пиковый детектор абсолютного значения получен путем объединения неинвертирующего детектора на ОУ A_2 и инвертирующего — на ОУ A_1. Здесь также происходит разряд конденсатора C через резистор R_2 на инвертирующий вход ОУ A_1, поэтому эту схему можно применять только в тех случаях, когда требуется постепенный спад выходного напряжения, или там, где он допустим.

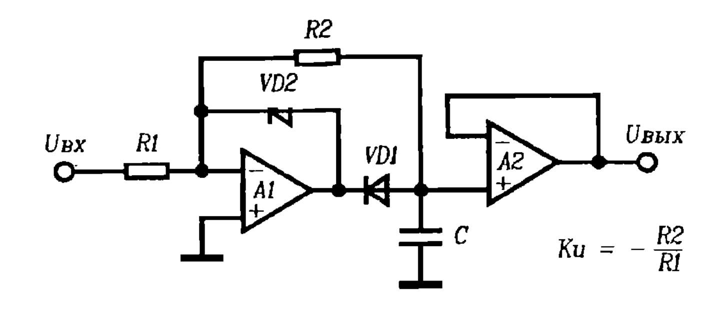


Рис. 11.15. Инвертирующий пиковый детектор.

Отметим, что можно зафиксировать пиковое значение нескольких сигналов, изменив схему на рис. 11.16 так, чтобы каждый сигнал поступал на свой входной каскад, состоящий из ОУ A_2 и диодов VD_3 и VD_4 (обведено пунктиром), и подключив затем каждый из входных каскадов к запоминающему конденсатору C и выходному буферу на ОУ A_3.

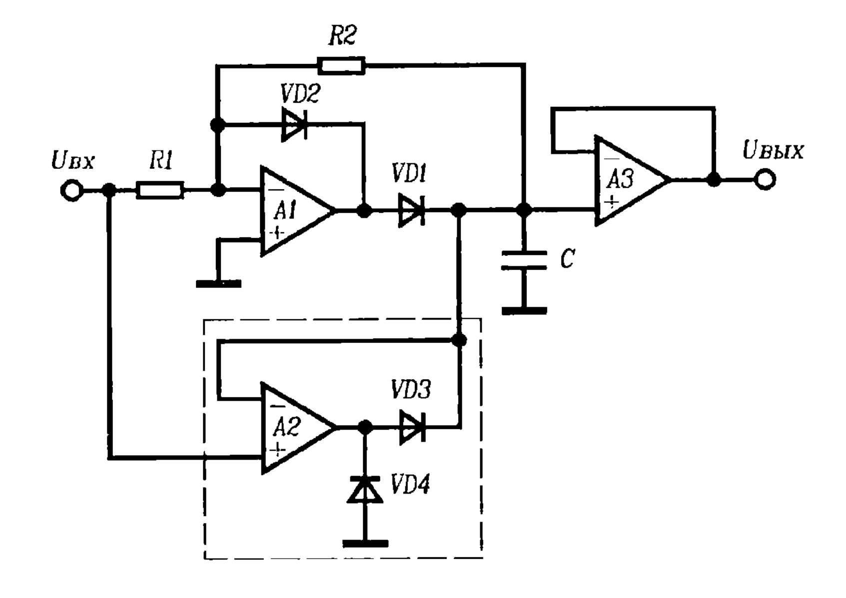


Рис. 11.16. Пиковый детектор абсолютного значения.

Пиковый детектор с общей обратной связью

На рис. 11.17 приведена схема пикового детектора с общей обратной связью. Она похожа на ранее рассмотренные схемы, но действует несколько по-другому. При проектировании пиковых детекторов одной из проблем оказывается выбор схемы — с обратными связями в каждом каскаде, что рассматривалось выше, или с общей петлей обратной связи, как на рис. 11.17. При работе этой схемы в режиме слежения диод VD_1 открыт и конденсатор C заряжается до напряжения $U_{ВХ}$. Сигнал обратной связи поступает на ОУ A_1 с буферного ОУ A_2. При снижении входного напряжения оно становится меньше $U_{ВЫХ}$. В результате выходное напряжение A_1 становится отрицательным, диод VD_1 закрывается и схема переходит в режим хранения. Из-за наличия резистора R_1 и диода VD_2 (сопротивление резистора R_1 обычно составляет около 10 кОм), выходное напряжение ОУ A_1 ограничивается на уровне, меньшем выходного (хранимого) напряжения, на величину прямого падения на диоде. Быстродействие этой схемы ниже, чем у двухкаскадной, но, как мы увидим далее, она обладает лучшими параметрами по смещению и точности хранения.

В данной схеме к запоминающему конденсатору подсоединен только один вход ОУ, поэтому влияние входных токов усилителей уменьшается, и скорость спада выходного напряжения оказывается меньше. Поскольку схема охвачена общей обратной связью с выхода на вход ОУ A_1, выходное смещение определяется только этим ОУ, а вклад A_2 пренебрежимо мал, так как его напряжение смещения делится на коэффициент усиления ОУ A_1. При правильном выборе операционных усилителей скорость спада и напряжение смещения можно свести к минимуму. Например, в качестве A_2 лучше использовать усилитель с полевым входом, что снизит скорость спада, определяемую входными токами. С другой стороны, в качестве A_1 можно использовать усилитель с биполярным входом, обеспечивающий малое смещение и дрейф.

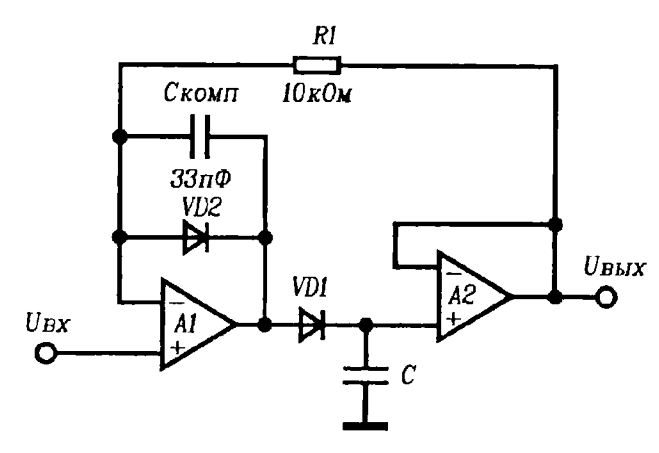


Рис. 11.17. Пиковый детектор с общей обратной связью

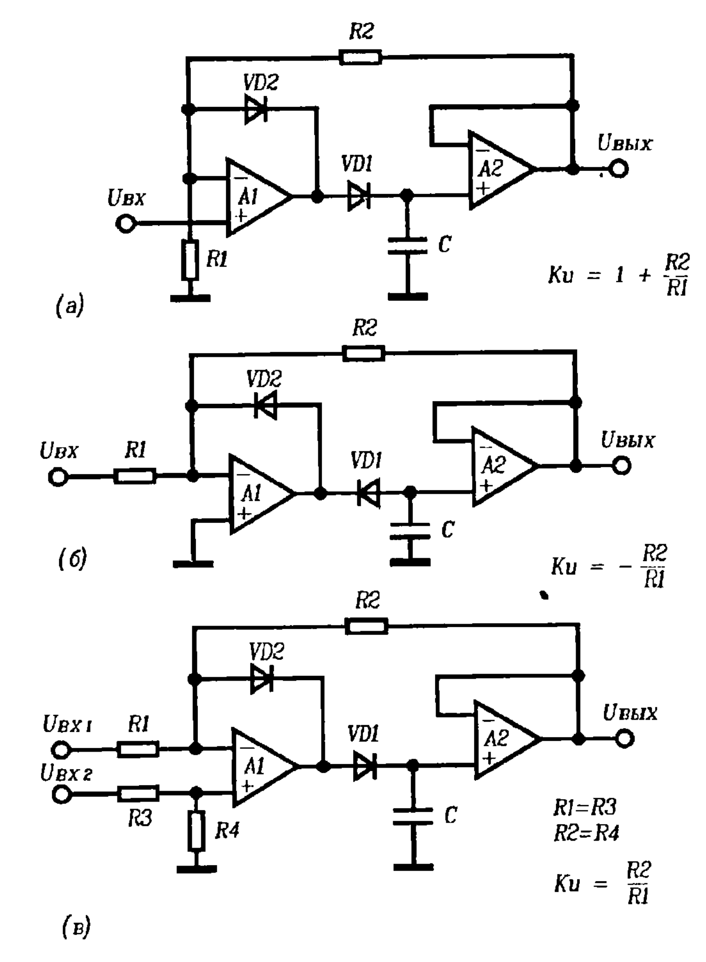


Рис. 11.18. Разновидности пиковых детекторов с общей обратной связью: а) неинвертирующий пиковый детектор, б) инвертирующий пиковый детектор, в) пиковый детектор с дифференциальным входом.

Динамические процессы в схеме с общей обратной связью довольно сложны. Данная схема оказывается не столь быстродействующей, как рассмотренная ранее двухкаскадная схема. Пиковые детекторы должны иметь демпфированную переходную характеристику для предотвращения перерегулирования (выброса), так как этот выброс искажает реальную величину детектируемого сигнала. Демпфирование схемы на рис. 11.17 недостаточное, ее переходная характеристика имеет небольшой "звон" из-за фазового сдвига, вносимого повторителем на ОУ A_2. Можно дополнительно демпфировать схему, введя в нее конденсатор $C_{\text{КОМП}}$, емкость которого выбирается в пределах 10 — 100 пФ в зависимости от быстродействия операционных усилителей. Ради упрощения рисунков конденсатор $C_{\text{КОМП}}$ в последующих схемах опущен.

На рис. 11.18 показано несколько модификаций пикового детектора с общей обратной связью: неинвертирующий (рис. 11.18а) и инвертирующий (рис. 11.18б) детекторы, а также пиковый детектор с дифференциальным входом. Каждая из приведенных схем может иметь коэффициент передачи больше единицы.

На рис. 11.19 показано, как с помощью дополнительных ОУ можно детектировать несколько входных сигналов.

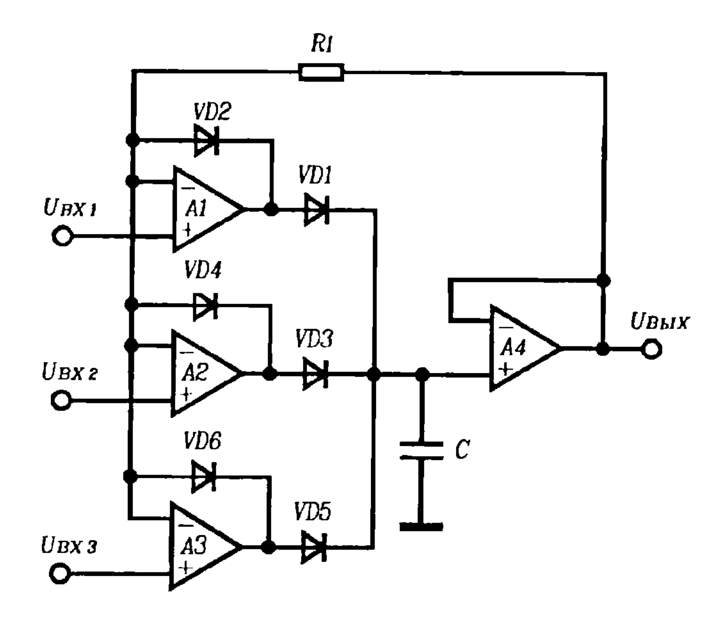


Рис. 11.19. Многовходовый пиковый детектор.

Улучшение характеристик пиковых детекторов

По рабочим характеристикам пиковые детекторы похожи на устройства выборки и хранения (УВХ); пиковым детекторам свойственны те же погрешности: спад выходного напряжения, прямое прохождение сигнала, "пьедестал", погрешности смещения и коэффициента передачи, времени выборки, апертурные ошибки и ограничение скорости нарастания. Далее несколько подробнее рассмотрены способы борьбы со спадом выходного напряжения и повышения быстродействия.

Как отмечалось ранее, спад, в основном, возникает из-за протекания в режиме хранения токов утечки и входных токов через запоминающий конденсатор. Для скорости спада выходного напряжения можно записать:

$$V_{\text{СП.вых}} = \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{I_{\text{УТ.общ}}}{C},$$

где $I_{\text{УТ.общ}}$ — суммарный ток утечки,

$$I_{\text{УТ.общ}} = I_{\text{УТ.Д}} + I_{\text{УТ.С}} + I_{\text{СМ.}\Sigma} + I_{\text{УТ.Кл}} + I_{\text{УТ.П}}.$$

Очевидно, при увеличении емкости C скорость спада уменьшается. Суммарный ток утечки складывается, главным образом, из следующих компонентов:

- $I_{\text{УТ.Д}}$ – ток утечки диода;
- $I_{\text{УТ.С}}$ – ток утечки конденсатора (равен $U_{\text{ВЫХ}}/R_{\text{ИЗ}}$, где $R_{\text{ИЗ}}$ – сопротивление изоляции конденсатора; конденсаторы с диэлектриками из полистирола и фторопласта имеют очень высокое сопротивление изоляции - до 10^6 МОм/мкФ);
- $I_{\text{СМ.}\Sigma}$ – суммарный входной ток всех ОУ, подключенных к запоминающему конденсатору;
- $I_{\text{УТ.Кл}}$ – ток утечки ключа;
- $I_{\text{УТ.П}}$ – "технологический" ток утечки, например по печатной плате.

Очень распространенный способ существенного снижения скорости спада из-за тока утечки диодов, показан на рис. 11.20. Он заключается во введении в схему дополнительных резистора и диода. В этой схеме напряжение в точке P поддерживается равным напряжению на конденсаторе. В результате падение напряжения на диоде VD_3 равно нулю, поэтому ток утечки через диод очень незначителен. Сопротивление резистора R_2 обычно составляет около 100 кОм; резистор в режиме хранения должен поддерживать в точке P напряжение равное $U_{\text{ВЫХ}}$, но не нагружать выход ОУ A_1 в режиме слежения. Но, как известно, очень немногие усовершенствования обходятся без недостатков. В данной случае платой за улучшение точности хранения оказывается снижение бы-

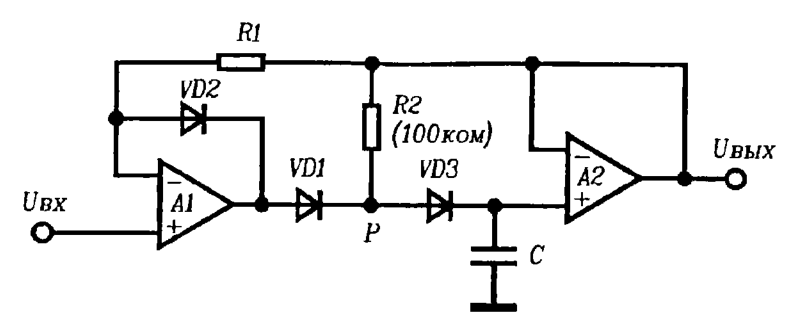


Рис. 11.20. Уменьшение скорости спада выходного напряжения детектора — 1.

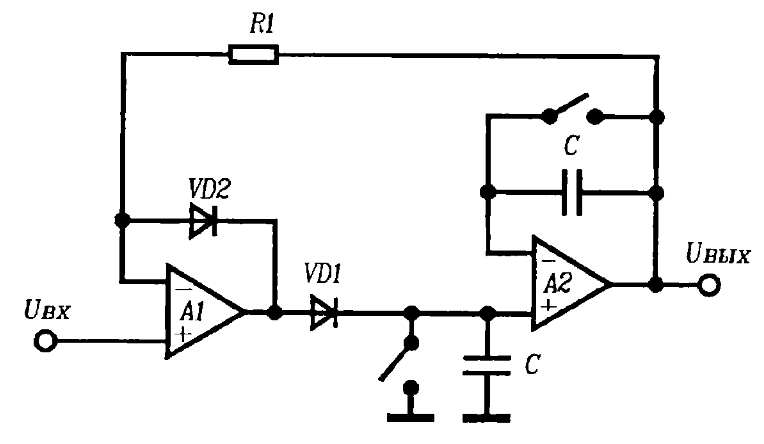


Рис. 11.21. Уменьшение скорости спада выходного напряжения детектора — 2.

стродействия, так как необходимый перепад выходного напряжения ОУ A_1 при переходе из режима хранения в режим слежения увеличивается до тройного падения напряжения на открытом диоде.

Скорость спада, связанного с протеканием входных токов ОУ можно уменьшить на порядок до уровня, обусловленного только разностью входных токов, введя в схему дополнительный конденсатор C (рис. 11.21). Отметим, что для каждого конденсатора требуется свой ключ сброса. Еще один способ уменьшения скорости спада заключается в подаче в конденсатор дополнительного тока, который компенсирует ток разряда (рис. 11.22).

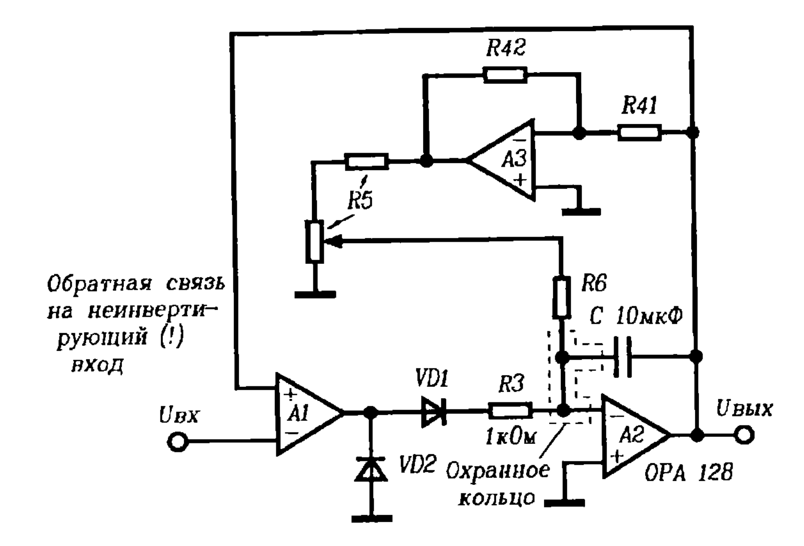


Рис. 11.22. Уменьшение скорости спада выходного напряжения детектора — 3.

Показанная на рис. 11.22 схема представляет собой детектор с общей обратной связью, причем на ОУ A_2 собран интегратор. Схема обеспечивает длительное хранение напряжения и сверхнизкую скорость спада. Конденсатор C выбран с максимальной из существующих для высококачественных конденсаторов емкостью (10 мкФ), а ОУ A_2 представляет из себя электрометрический усилитель со входным током порядка 0,1 пА. Скорость спада, обусловленная только входным током, составляет величину $I_{\text{см.вх}}/C$ = 0,1 пА/10 мкФ = 0,01 мкВ/с. Однако эта величина практически недостижима, поскольку недостаточное сопротивление изоляции конденсатора приводит к гораздо большему току утечки, чем входной ток ОУ A_2. Сопротивление изоляции этого высококачественного конденсатора составляет 10^5 МОм, поэтому ток утечки при выходном напряжении 1 В составит $1/10^5$ МОм = 10 пА, а соответствующая скорость спада — 1,0 мкВ/с.

Для дальнейшего снижения скорости спада введен ОУ A_3, который подает в конденсатор дополнительный ток для компенсации утечки в диэлектрике. Отметим, что ОУ A_3 включен как инвертор для того, чтобы вносимый заряд имел противоположную утечке полярность. Эта схема на порядок снижает скорость спада, вызываемого диэлектрической утечкой. Однако ее эффективность ограничивается температурной нестабильностью сопротивления утечки конденсатора C. Отметим, что аналогичный прием для снижения скорости спада, вызываемого входными тока-

ми, использовать нельзя, так как эти токи более чувствительны к изменениям температуры, чем сопротивление утечки конденсатора (удваиваются при повышении температуры на каждые 10°C).

Рекомендуемые сопротивления резисторов:

$R_{41} = R_{42} \approx 10$ кОм,
R_6 — максимально возможное (более 100 МОм),
R_5 — делитель выходного напряжения ОУ A_3 (1:1000).

Для снижения утечек по поверхности печатной платы обязательно используйте охранное кольцо. Неплохо также использовать для монтажа фторопластовые стойки. Важно обеспечить чистоту платы и удалить загрязнения, например паяльный флюс, которые увеличивают токи утечки.

Скорость, с которой пиковый детектор может отслеживать входной сигнал, ограничивается либо скоростью нарастания выходного напряжения ОУ, либо тем, насколько быстро запоминающий конденсатор можно зарядить максимальным выходным током ОУ $I_{\text{ВЫХmax}}$, т.е. величиной $I_{\text{ВЫХmax}}/C$.

Ясно, что чем больше емкость C, тем ниже быстродействие.

Скорость нарастания выходного напряжения пикового детектора можно повысить, применяя усилитель тока на транзисторе (рис. 11.23). В этой схеме диод VD_1 защищает переход база-эмиттер транзистора от обратного напряжения в режиме хранения. Резистор R_2 уменьшает скорость спада, поддерживая почти нулевое напряжение на переходе база-эмиттер транзистора. Типичное сопротивление резистора R_2 около 100 кОм. Резистор R_3 ограничивает ток транзистора VT_1 и предотвращает его выход из строя. Максимальный ток базы транзистора должен быть больше максимального выходного тока ОУ, так как в противном случае ОУ выведет транзистор из строя.

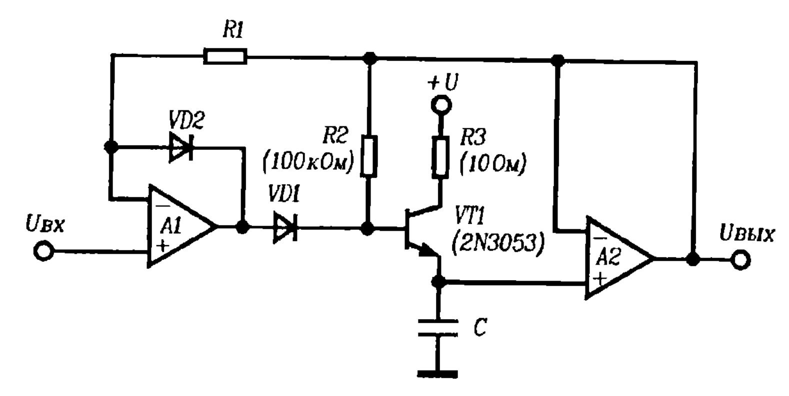


Рис. 11.23. Применение транзистора для увеличения скорости нарастания.

Основным фактором, влияющим на скорость, с которой можно отследить быстрые изменения входного напряжения, является конечная скорость нарастания выходного напряжения ОУ A_1. При ступенчатом изменении входного сигнала выходное напряжение ОУ A_1 должно сначала возрасти от входного уровня, существовавшего до подачи ступеньки, до нового значения. После этого возобновится процесс отслеживания входного сигнала. Имеются два способа ускорения этого перехода. Во-первых, скорость нарастания ОУ A_1 можно увеличить, выбирая более быстродействующий ОУ. Во-вторых, можно снизить величину необходимого перепада, применяя диоды Шоттки с малым прямым падением напряжения и показанный на рис. 11.24 способ.

В этой схеме диод VD_3 и резистор R_2 ограничивают потенциал неинвертирующего входа ОУ A_1 на уровне, меньшем выходного сигнала детектора на величину падения напряжения на диоде VD_3. Следовательно, выходное напряжение ОУ A_1 не может стать ниже выходного сигнала детектора более, чем на два прямых падения напряжения на диоде. Резистор R_2 отделяет ограничительный диод VD_3 от входа; в режиме хранения резистор R_2 определяет входное сопротивление схемы. В результате необходимый перепад при переходе в режим слежения ограничивается двумя прямыми падениями напряжения на диодах.

Для сброса пикового детектора обычно применяется аналоговый ключ, например, полевой транзистор или герконовое реле. Простая схема сброса с использованием МОП-транзистора показана на рис. 11.25. Рекомендуется выбирать транзистор, имеющий ток утечки сток-исток в закрытом состоянии минимум на порядок меньше входного тока ОУ. Этого трудно добиться при использовании электрометрических ОУ, поскольку их входные токи слишком малы. Отметим, что может потребоваться включение последовательно с ключом (особенно герконовым реле) небольшого резистора для ограничения максимального тока сброса.

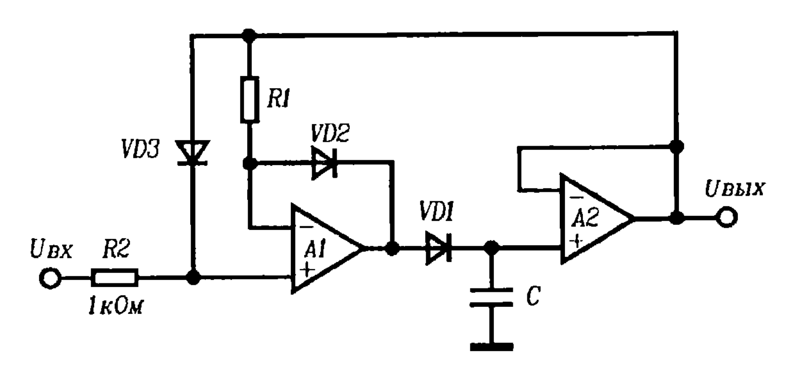


Рис. 11.24. Уменьшение времени выборки пикового детектора.

Способ уменьшения тока утечки через канал полевого транзистора показан на рис. 11.26. В схему введен дополнительный ключ, на котором поддерживается нулевое напряжение с помощью резистора R_2.

В заключение отметим, что можно построить быстродействующий пиковый детектор с длительным хранением, включая последовательно два каскада: с малым временем нарастания и малой скоростью спада (рис. 11.27а). Наконец, можно построить детектор размаха, используя пиковый детектор, детектор минимума и дифференциальный усилитель (рис. 11.27б).

Отметим также, что отрицательное напряжение с выхода ОУ A_1, которое появляется в некоторых из рассмотренных схем при переходе их в режим хранения, можно подать на компаратор для индикации обнаружения пика.

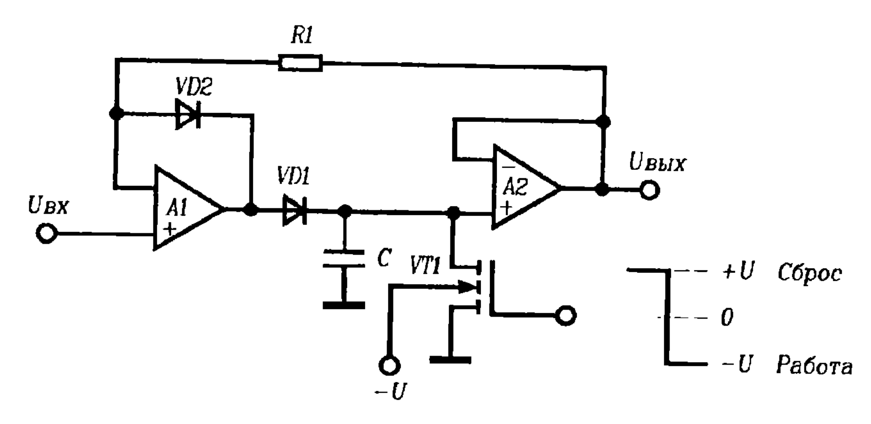


Рис. 11.25. Сброс пикового детектора.

Рекомендации по выбору элементов

Емкости конденсаторов. Относительно емкостей конденсаторов существуют два противоречивых требования. Конденсатор большой емкости обеспечивает малую скорость спада, т.е. оптимален для режима хранения. Однако большая емкость уменьшает скорость нарастания выходного напряжения нагруженного на этот конденсатор ОУ, т.е. уменьшает скорость отслеживания входного сигнала и ограничивает минимальную длительность регистрируемого импульса. Для удовлетворения обоих требований приходится принимать компромиссное решение. Рассмотрим, например, типичный ОУ с полевым входом, его входной ток равен 50 пА, макси-

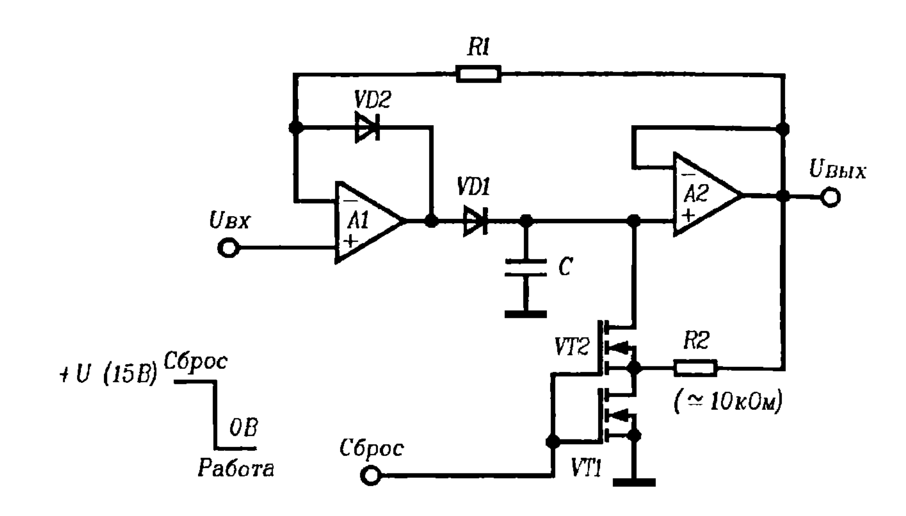
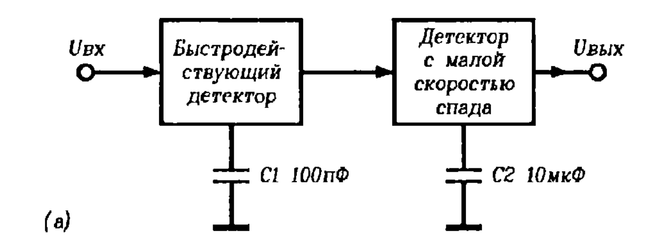


Рис. 11.26. Уменьшение тока утечки ключа сброса.



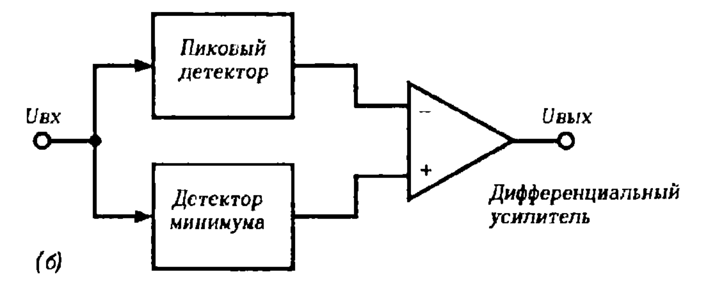


Рис. 11.27. Разновидности пиковых детекторов: а) комбинированный быстродействующий детектор; б) детектор размаха.

мальный выходной ток 20 мА, скорость нарастания 10 В/мкс. Обычно емкость конденсатора C лежит в диапазоне от 100 пФ до 10 мкФ. Для различных емкостей конденсатора из этого диапазона получаются значения скорости спада и скорости нарастания, приведенные в следующей таблице.

	C	$V_{НАР.вых} = I_{ВЫХ max}/C$ (В/мкс)	$V_{СП.вых} = I_{СМ.ВХ}/C$
Высокое быстродействие			
Большая скорость спада.	100 пФ	10	0,5 В/с
	1000 пФ	10	0,05 В/с
	0,01 мкФ	2	5 мВ/с
	0,1 мкФ	0,2	500 мкВ/с
	1 мкФ	0,02	50 мкВ/с
Низкое быстродействие.			
Малая скорость спада.	10 мкФ	0,002	5 мкВ/с

Тип конденсатора. Лучше всего применять высококачественные конденсаторы с большим сопротивлением изоляции (см. следующую таблицу).

Тип диэлектрика	Диапазон емкостей	Сопротивление изоляции
Полистирольный	до 0,01 мкФ	10^6 МОм
Поликарбонатный	до 10 мкФ	10^5 МОм/мкФ при 25°
Полипропиленовый	до 0,047 мкФ	10^5 МОм/мкФ
Фторопластовый	до 0,01 мкФ	10^6 МОм

Лакопленочные или керамические конденсаторы общего назначения применять не рекомендуется из-за их малого сопротивления изоляции (для лакопленочных — 10^4 МОм, для керамических — менее 5000 МОм). При детектировании сигналов малой длительности и больших временах хранения (секунда или более) при точных измерениях приходится учитывать диэлектрическую абсорбцию. Величина абсорбируемого (т.е. связываемого диэлектриком) заряда для разных типов конденсаторов составляет:

полистирольные	0,05%,
поликарбонатные	0,5%,
полипропиленовые	0,05%,
фторопластовые	0,01%.

Операционные усилители. В качестве ОУ, присоединяемого к запоминающему конденсатору, лучше использовать усилитель с полевым входом для уменьшения скорости спада из-за влияния входных токов (входные токи ОУ с полевым входом — около 50 пА, а с биполярным — около 10 нА). ОУ с биполярным входом пригодны только для схем с небольшим временем хранения. Для получения сверхнизкой скорости спада приходится использовать электрометрический ОУ, например AD515 или OPA128. Для уменьшения смещения в качестве входного усилителя в схеме с общей обратной связью лучше использовать биполярный ОУ, так как ОУ с полевыми входами в этом отношении хуже биполярных. Для получения сверхмалых смещений используйте ОУ с периодической коррекцией дрейфа.

Диоды. В большинстве случаев, где не требуется сверхнизкая скорость спада, используются обычные импульсные или универсальные диоды, например 1N4148 (аналогичные диодам серий 2Д509, 2Д522 и т.п. — *прим. ред.*). Однако в схемах, где необходима высокая точность хранения, лучше использовать в качестве диодов переходы затвор-исток полевых транзисторов, токи утечек которых очень малы (рис. 11.28). Чаще всего используют транзистор 2N4117A (ближайший аналог — 2П303Г — *прим. ред.*). Можно использовать диоды с малой утечкой, например типа ID101 фирмы Intersil. При проектировании быстродействующих схем обратите

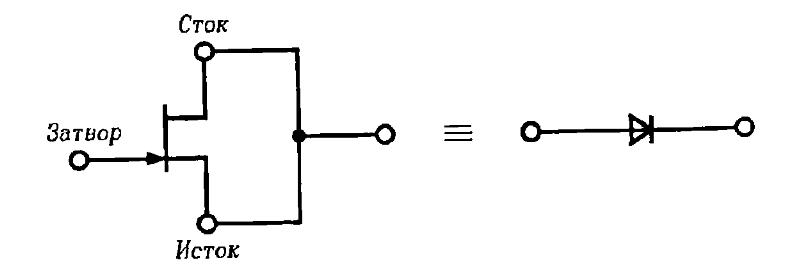


Рис. 11.28. Использование полевого транзистора в качестве диода.

внимание на диоды Шоттки, так как они имеют малое прямое падение напряжения — около 0,4 В (для кремниевых диодов с pn-переходом — около 0,7 В). Следовательно, при отслеживании быстро изменяющихся входных сигналов перепад выходного напряжения ОУ уменьшается (см. выше). Учтите, однако, что некоторые диоды с барьером Шоттки имеют малое допустимое обратное напряжение (менее 10 В).

Пиковые детекторы на базе микросхем

Вместо того, чтобы конструировать рассмотренные ранее пиковые детекторы из дискретных компонентов: ОУ, диодов, резисторов и конденсаторов, можно построить их на базе специализированных аналоговых узлов, например микросхем пиковых детекторов, УВХ и компараторов. В конце этого раздела мы рассмотрим еще одну схему пикового детектора с использованием ЦАП — пиковый детектор с нулевой скоростью спада. Примером микросхемы, которая содержит все необходимые ОУ, диоды и ключи сброса, является PKD-01 фирмы Precision Monolithics.

Удачная конструкция пикового детектора на двух микросхемах (УВХ и компараторе) показана на рис. 11.29. Пока входной сигнал меньше ранее сохраненного значения, на выходе компаратора *A* присутствует низкий уровень, и УВХ находится в режиме хранения. Если входной сигнал становится больше ранее сохраненной величины, на выходе компаратора появляется высокий уровень, и УВХ переключается в режим выборки. В результате УВХ отслеживает входной сигнал до момента окончания его роста. Для увеличения помехоустойчивости можно предусмотреть небольшой (несколько милливольт) гистерезис переключения компаратора.

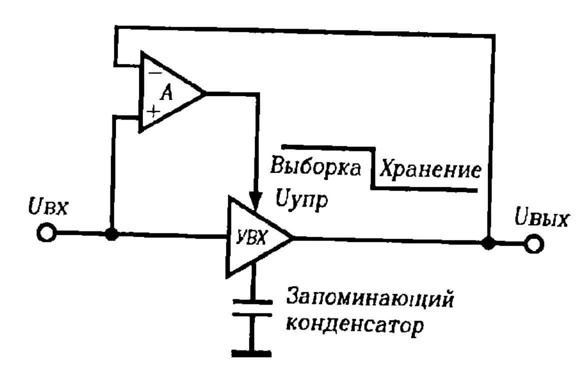


Рис. 11.29. Пиковый детектор на основе УВХ.

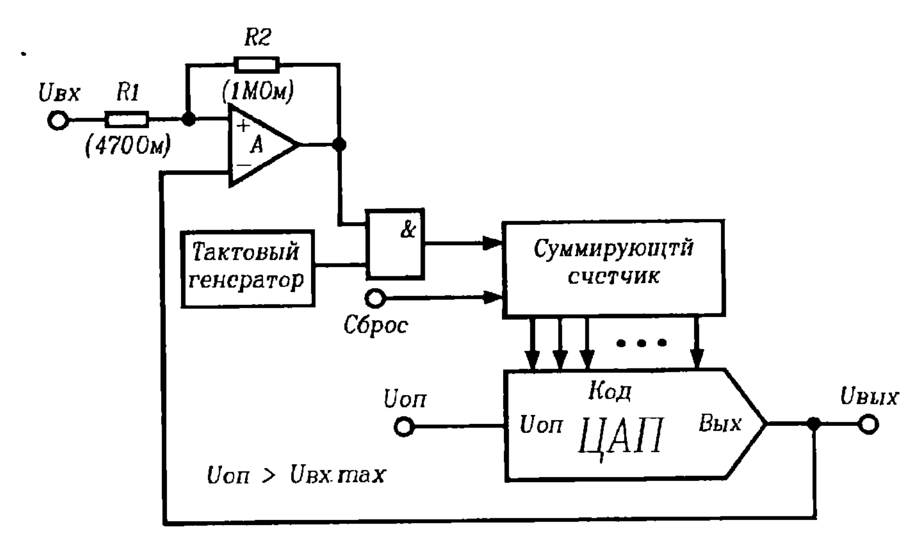


Рис. 11.30. Пиковый детектор на основе ЦАП.

Для построения пикового детектора можно использовать даже вездесущий ЦАП (рис. 11.30). Выходной сигнал компаратора *A* разрешает прохождение тактовых импульсов на суммирующий счетчик до тех пор, пока $U_{ВЫХ}$ не станет равным $U_{ВХ}$. В этот момент компаратор переключается, и прохождение импульсов на счетчик запрещается до того момента, когда $U_{ВХ}$ снова не превысит $U_{ВЫХ}$. Главное достоинство этой схемы состоит в том, что измеренное значение $U_{ВХ}$ хранится в виде цифрового кода, а не как заряд на конденсаторе, поэтому погрешности хранения отсутствуют. Для увеличения помехоустойчивости можно предусмотреть небольшой (несколько милливольт) гистерезис переключения компаратора, введя цепь положительной обратной связи с его выхода на неинвертирующий вход (цепь R_1,R_2 на рис. 11.30).

11.3. Прецизионные однополупериодные выпрямители

Четыре схемы однополупериодных выпрямителей на рис. 11.31 отличаются друг от друга передаваемой полуволной входного сигнала (положительной или отрицательной) и знаком коэффициента передачи (инвертирующие и неинвертирующие). Неинвертирующие однополупериодные выпрямители имеют более высокое входное сопротивление, чем инвертирующие. В инвертирующем выпрямителе диод VD_2 открывается

на соответствующей полуволне входного сигнала, обеспечивая его передачу на выход с коэффициентом, определяемым отношением резисторов R_1 и R_2, диод VD_1 при этом смещен в обратном направлении. Неинвертирующий выпрямитель при передаче полуволны работает примерно так же, однако их функционирование в режиме отсечки существенно различается.

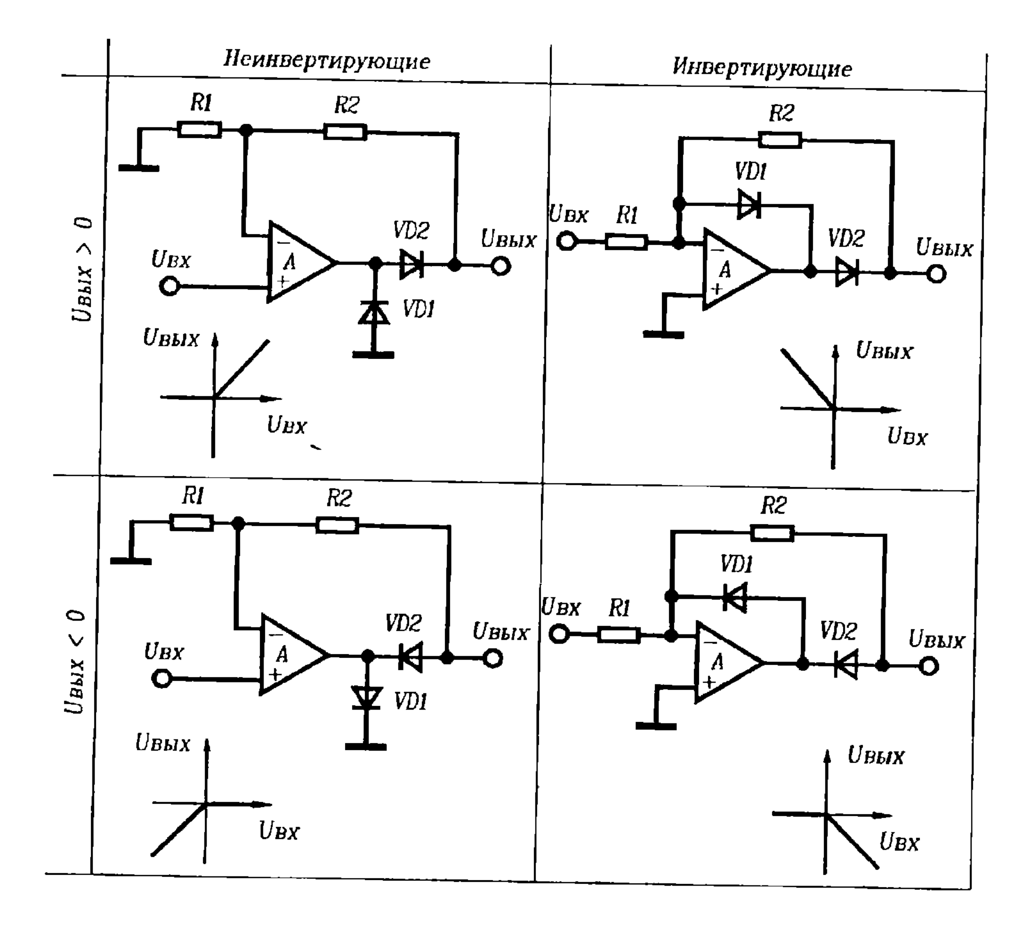


Рис. 11.31. Однополупериодные выпрямители.

Как в неинвертирующем, так и в инвертирующем выпрямителях диод VD_1 введен для повышения их быстродействия. Если исключить диод, то в режиме отсечки ОУ входит в состояние насыщения. Следовательно, при переходе в режим пропускания, ОУ должен сначала выйти из насыщения, а затем его выходное напряжение будет достаточно долго нарастать до уровня открывания диода VD_2. Введение диода VD_1 предотвращает насыщение ОУ и ограничивает перепад его выходного напряжения при смене полярности входного сигнала. В неинвертирующей схеме диод VD_1 обеспечивает ограничение выходного напряжения ОУ за счет замыкания его выхода на землю, поэтому ОУ должен допускать короткое замыкание на выходе в течение неограниченного времени при максимальной рабочей температуре. Кроме того, в неинвертирующей схеме ОУ должен иметь большое допустимое дифференциальное входное напряжение и малое время восстановления из режима ограничения выходного тока.

Подключение к выходу схемы конденсатора превращает ее в простой пиковый детектор. После детектирования импульса выходное напряжение экспоненциально спадает с постоянными времени:

для инвертирующего варианта

$$\tau_{инв} = C_H(R_2||R_H) = C_H \cdot (R_2 R_H)/(R_2 + R_H) ,$$

для неинвертирующего варианта

$$\tau_{неинв} = C_H(R_H||(R_1 + R_2)) = C_H \cdot (R_1 + R_2)R_H/(R_1 + R_2 + R_H) ,$$

где C_H — емкость подключаемого конденсатора,
R_H — сопротивление нагрузки.

11.4. Двухполупериодные выпрямители

Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ

Схема двухполупериодного выпрямителя показана на рис. 11.32. При положительном входном сигнале диод VD_1 открыт, а VD_2 закрыт. Из-за наличия диода VD_1 потенциал инвертирующего входа равен нулю. Выходное напряжение схемы определяется делителем, верхнее плечо которого состоит из резистора R_3, а нижнее — из параллельно включенных R_2 и сопротивления нагрузки R_H. При отрицательном входном сигнале диод VD_2 открыт, а VD_1 закрыт. Теперь схема действует как неинвертирующий усилитель. При разнополярном сигнале схема попеременно действует то как делитель, то как неинвертирующий усилитель.

Достоинства	Недостатки
Используется только один ОУ.	Малое входное сопротивление, причем разное для положительных и отрицательных сигналов.
	Выходное сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки влияют на характеристики выпрямителя.
	Не допускается реактивная нагрузка (емкость).
	Требуются три согласованных резистора.
	Входной сигнал ослабляется.

Коэффициент передачи.

Для положительного сигнала:

$$K_U^+ = (R_2||R_H)/(R_3 + (R_2||R_H)) = (R_2R_H)/(R_3R_2 + R_3R_H + R_2R_H).$$

Для отрицательного сигнала:

$$K_U^- = -R_2/R_1 .$$

Для того, чтобы $K_U^+ = K_U^-$, необходимо соблюдение условий:

$$R_3 = R_H(R_1 - R_2)/(R_2 + R_H)$$

или

$$R_1 = R_3 + R_2 \quad (\text{при } R_H = \infty).$$

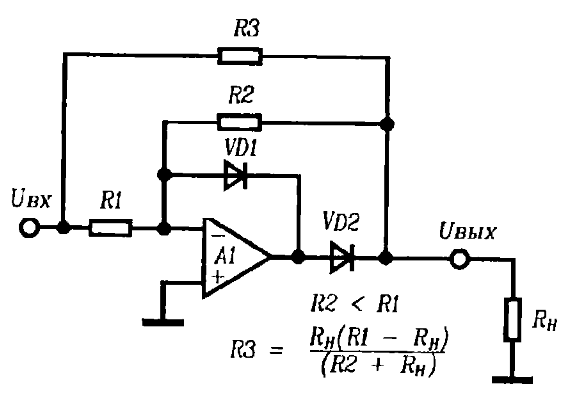


Рис. 11.32. Двухполупериодный выпрямитель на одном ОУ.

Входное сопротивление.

Для положительного сигнала:

$$R_{BX} = R_1||(R_2 + R_3) = R_1(R_2 + R_3)/(R_1 + R_2 + R_3).$$

Для отрицательного сигнала:

$$R_{BX} = R_1||(1 + R_2/R_1)R_3 = R_1R_3(R_1 + R_2)/(R_1^2 + R_3(R_1 + R_2)).$$

Время переключения из инвертирующего в неинвертирующий режим:

$$T = 2U_D/V_{U\text{вых}} ,$$

где U_D — прямое напряжение на диоде и $V_{U\text{вых}}$ — скорость нарастания выходного напряжения ОУ (мы пренебрегли временем переключения диодов и влиянием паразитных емкостей).

Данную схему рекомендуется применять с низкоомными источниками сигналов и высокоомными нагрузками. В противном случае возникают погрешности коэффициента передачи и различия его для положительных и отрицательных полуволн сигнала. Если $R_3 = R_2 = R_1/2$, то коэффициент передачи схемы составит ½. При этом можно использовать интегральную сборку согласованных резисторов, причем $R_3 = R_2$, а R_1 состоит из двух параллельно включенных сопротивлений того же номинала. Подключение к выходу конденсатора C превращает схему в пиковый детектор абсолютного значения (что неверно и противоречит сведениям, сообщенным в сравнительной таблице этого раздела — *прим. ред.*).

Двухполупериодный выпрямитель с токовым выходом

Показанная на рис. 11.33 схема состоит из ОУ с двухполупериодным выпрямителем в цепи обратной связи. Мостовая схема выпрямляет обе полуволны входного сигнала, выпрямленный ток протекает при этом через незаземленную нагрузку R_H. Резистор R_1 определяет величину выпрямленного выходного тока. Согласования резисторов не требуется, а для изменения коэффициента передачи можно варьировать сопротивление резистора R_1.

Выходной ток:

$$I_{ВЫХ} = |U_{BX}|/R_1 .$$

Входное сопротивление равно входному сопротивлению ОУ для синфазного сигнала.

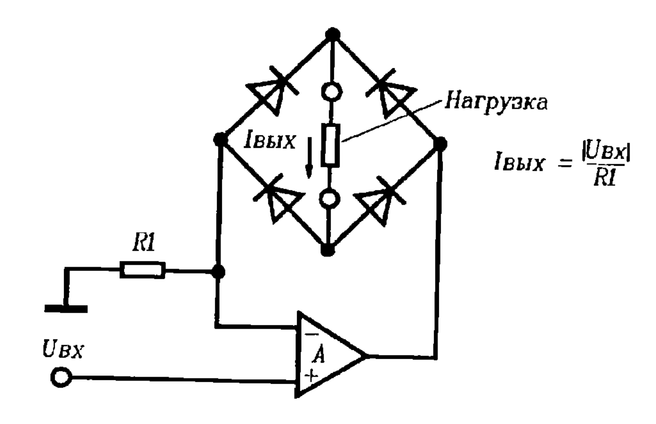


Рис. 11.33. Двухполупериодный выпрямитель с токовым выходом.

Время переключения:

$$T = 4U_D/V_{U_{вых}},$$

где $V_{U_{вых}}$ — скорость нарастания выходного напряжения ОУ и
U_D — прямое напряжение на диоде.

Максимальный ток нагрузки не должен приводить к насыщению ОУ, т.е.

$$I_H < (U_{НАС} - U_{BX} - 2U_D)/Z_H,$$

где Z_H — импеданс нагрузки,
$U_{НАС}$ — напряжение насыщения ОУ.

Двухполупериодный выпрямитель с токовым входом

В схеме, показанной на рис. 11.34, при отрицательных входных токах диод VD_2 открыт, а диод VD_1 закрыт. При положительных входных токах диоды меняются ролями, и ОУ работает как повторитель напряжения. Чтобы коэффициенты передачи были одинаковыми для положительных и отрицательных входных токов, сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть равны.

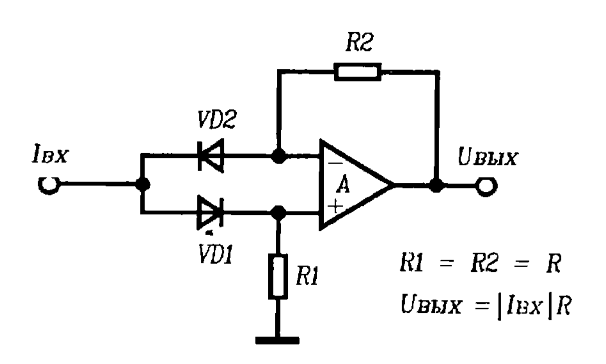


Рис. 11.34. Двухполупериодный выпрямитель с токовым входом.

Двухполупериодный выпрямитель на двух ОУ с минимальным числом элементов

Эта схема (рис. 11.35) состоит из усилителя с переключаемым коэффициентом передачи на ОУ A_1 и активного ограничителя на ОУ A_2. При положительных входных напряжениях ОУ A_2 не влияет на работу схемы, так как диод VD_1 заперт. При этом ОУ A_1 работает повторителем входного сигнала. Выходное напряжение ОУ A_2 ограничивается диодом VD_2 на небольшом отрицательном уровне. При отрицательном входном сигнале диод VD_1 открывается, потенциал неинвертирующего входа ОУ A_1 устанавливается равным нулю и ОУ A_1 превращается в инвертирующий усилитель.

Достоинства	Недостатки
Небольшое число внешних элементов.	Фиксированный коэффициент передачи (1).
Низкое выходное сопротивление (определяется ОУ A1).	Малое входное сопротивление, разное для отрицательных и положительных входных сигналов.
Требуется только одна пара согласованных резисторов.	Большое время переключения при изменении полярности входного сигнала.

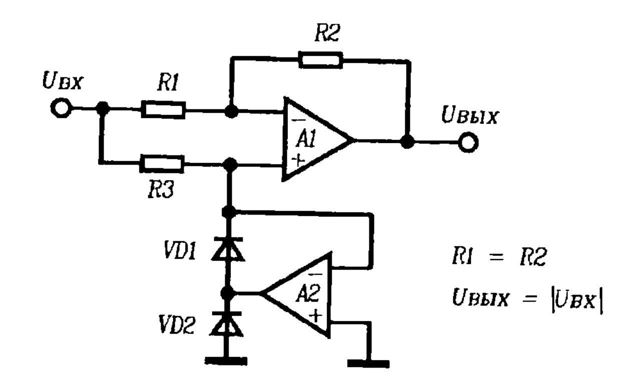


Рис. 11.35. Двухполупериодный выпрямитель на двух ОУ.

Коэффициент передачи.

Для положительных сигналов: $K_U^+ = 1$.

Для отрицательных сигналов: $K_U^- = -R_2/R_1$.

Необходимое условие равенства коэффициентов передачи для положительных и отрицательных входных сигналов ($K_U^+ = K_U^-$):

$$R_1 = R_2 .$$

Входное сопротивление.

Для положительных полуволн равно входному сопротивлению A_1 для синфазных сигналов.

Для отрицательных полуволн:

$$R_{BX} = R_1 || R_3 = (R_1 R_3)/(R_1 + R_3).$$

Входное сопротивление зависит от полярности входного сигнала и достаточно мало для отрицательных напряжений. Следовательно, при работе с высокоомными источниками сигналов возникают не только погрешности коэффициента передачи (и не столько они — *прим. ред.*), но и разница в усилении положительных и отрицательных сигналов. Сопротивление резистора R_3 обычно выбирают равным $\frac{1}{2}R_1$, но его не требуется тщательно согласовывать.

Универсальный двухполупериодный выпрямитель

Приведенная на рис. 11.36 схема представляет из себя хороший выпрямитель общего назначения с высоким входным и малым выходным сопротивлениями, и при единичном коэффициенте передачи для нее требуется только одна пара согласованных резисторов. При положительных входных сигналах диод VD_1 закрыт, а диод VD_2 открыт. Схема охвачена общей обратной связью через резисторы R_1, R_2 и R_3. Напряжение на инвертирующем входе ОУ A_1 за счет действия обратной связи поддерживается равным U_{BX}, что и определяет выходное напряжение схемы. При отрицательных входных сигналах диод VD_1 открыт, а VD_2 — закрыт. Теперь ОУ A_1 действует как повторитель, а ОУ A_2 — как инвертор с коэффициентом передачи, равным R_2/R_1.

Достоинства	Недостатки
Высокое входное сопротивление. Низкое выходное сопротивление, некритичность к параметрам нагрузки. При единичном коэффициенте передачи требуется только одна пара согласованных резисторов (при $R_3 = \infty$).	При некоторых коэффициентах передачи может потребоваться частотная коррекция с помощью конденсатора Скомп.

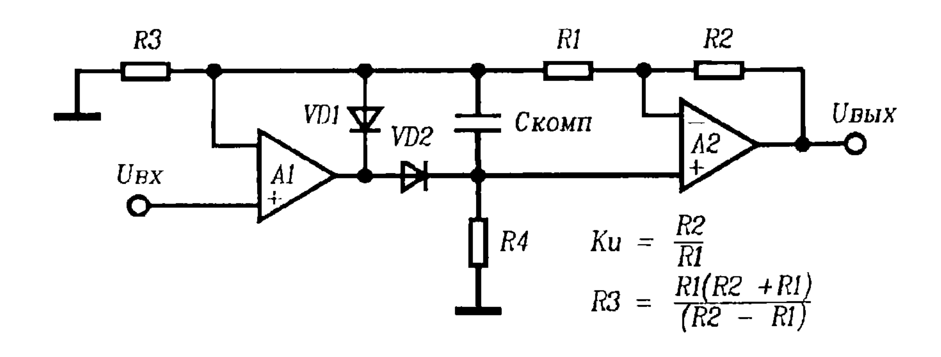


Рис. 11.36. Универсальный двухполупериодный выпрямитель.

Коэффициент передачи.

Для положительных сигналов:

$$K_U^+ = (R_1 + R_2 + R_3)/R_3 .$$

Для отрицательных сигналов:

$$K_U^- = R_2/R_1 .$$

Соотношение между резисторами:

$$R_3 = R_1(R_2 + R_1)/(R_2 - R_1) .$$

При положительных входных сигналах оба усилителя охвачены общей петлей обратной связи. Это может привести к потере устойчивости, и для частотной коррекции может потребоваться конденсатор $C_{комп}$. Обычно емкость конденсатора $C_{комп}$ составляет около 100 пФ.

Если $R_3 = \infty$ (т.е. отсутствует в схеме) и $R_1 = R_2$, схема имеет единичный коэффициент передачи, и необходимо согласование только резисторов R_1 и R_2

Двухполупериодный выпрямитель с суммированием токов

В схеме, представленной на рис. 11.37, при положительных входных сигналах диод VD_1 открыт, а VD_2 — закрыт. При этом ОУ A_1 работает как инвертор. ОУ A_2 тоже действует как инвертор, и его неинвертирующий вход через резистор R_3 присоединен к виртуальной земле (точка X). При отрицательных входных сигналах диод VD_1 закрыт, а диод VD_2 открыт. В этом случае ОУ A_1 действует как инвертор, выходное напряжение которого подается на неинвертирующий вход ОУ A_2, общий коэффициент передачи при этом отрицательный.

Достоинства	Недостатки
Сложение токов в точке X позволяет суммировать несколько сигналов.	Требуются несколько согласованных резисторов.
Низкое выходное сопротивление ОУ A_2 допускает подключение различных нагрузок.	

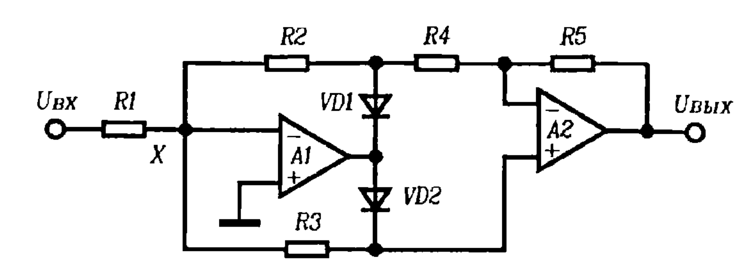


Рис. 11.37. Двухполупериодный выпрямитель с суммированием токов.

Коэффициент передачи.

Для положительных сигналов:

$$K_U^+ = (R_2/R_1)\cdot(R_5/R_4) .$$

Для отрицательных сигналов:

$$K_U^- = R_3(R_2 + R_4 + R_5)/R_1(R_2 + R_3 + R_4) .$$

Соотношение между резисторами:

$$R_2R_5/R_3R_4 = (R_2 + R_4 + R_5)/(R_2 + R_3 + R_4) .$$

Эта схема позволяет суммировать несколько сигналов, так как в точке X входные токи складываются. Обычно $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$, что обеспечивает коэффициент передачи схемы R/R_1. Вместо четырех одинаковых резисторов можно использовать интегральную сборку, а коэффициент передачи устанавливать резистором R_1.

Общие рекомендации по схемам выпрямителей

Постоянные смещения в схемах можно устранить балансировкой ОУ. Однако уменьшение смещений ОУ до нуля не обеспечивает минимума общего смещения по постоянному току, так как оно зависит еще и от напряжений переключения диодов, а не только от разбаланса ОУ. Диоды переключаются тогда, когда ток через них равен нулю, а ток диода состоит из токов утечки и входного тока ОУ. Таким образом, ОУ необходимо балансировать по нулевому напряжению на выходе схемы в моменты, когда входной сигнал переходит через нуль. В схемах с двумя ОУ регулировку необходимо производить одновременно, так как регулировки смещения одного из них будут влиять на погрешности смещения другого.

Для повышения быстродействия лучше использовать резисторы небольших номиналов, так как в этом случае перезаряд емкостей диодов

и паразитных емкостей происходит быстрее. При этом снижаются и погрешности, связанные с входными токами и утечками.

Если важным параметром схемы является ее быстродействие, необходимо выбирать ОУ с высокой скоростью нарастания выходного напряжения. Высокая скорость нарастания требуется для того, чтобы переход от прямого смещения одного или нескольких диодов к прямому смещению других диодов происходил как можно быстрее.

В моменты переключения сигнала от одной полярности к другой все диоды закрыты и ОУ работает с разомкнутой петлей обратной связи. Пока ОУ находится в таком режиме, для повышения его быстродействия можно отключать частотную коррекцию; при этом скорость нарастания выходного напряжения ОУ увеличивается, что сокращает время переключения. Для этого в схеме выпрямителя лучше использовать такой ОУ, корректирующий конденсатор которого включается между выходом ОУ и внешним выводом коррекции. Для отключения корректирующего конденсатора C_K в схему вводятся дополнительные диоды таким образом, чтобы конденсатор подключался к ОУ только тогда, когда он необходим для обеспечения устойчивости, но не при переходных процессах. На рис. 11.38 показана схема включения дополнительных диодов и корректирующих конденсаторов в инвертирующем однополупериодном выпрямителе.

Если выходное напряжение выпрямителя должно быть отрицательным, то один из способов добиться этого состоит в одновременном изменении полярности включения всех диодов в схеме. Этот способ применим для всех вышеописанных устройств.

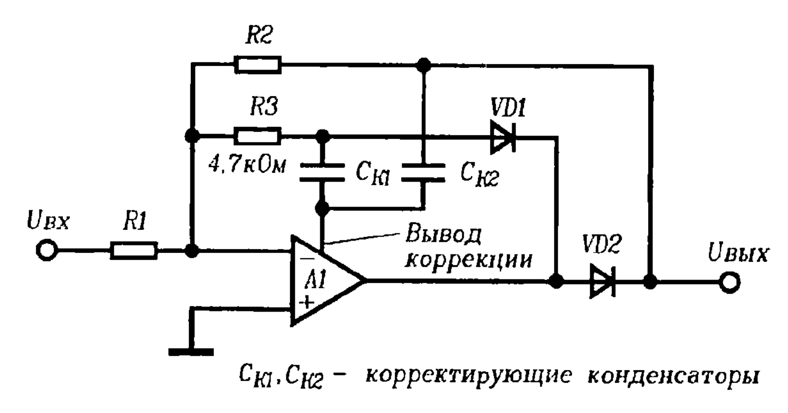


Рис. 11.38. Отключение частотной коррекции для увеличения скорости нарастания.

В большинстве схем выпрямителей используются маломощные импульсные или универсальные диоды, например IN4148 (об отечественных аналогах упоминаемых компонентов — см. "Рекомендации по выбору элементов" разд. 11.2 — *прим. ред.*). В прецизионных схемах, где критичны погрешности смещения и обратные токи диодов, применяются диоды со сверхмалым током утечки, например ID101, или полевые транзисторы в диодном включении, например 2N4117A. Для быстродействующих выпрямителей лучше использовать диоды с барьером Шоттки, так как они имеют малое прямое падение напряжение — около 0,4 В (кремниевые диоды с pn-переходом — около 0,7 В). Следовательно, перепад выходного напряжения ОУ при переключении диодов уменьшается. Помните, однако, что некоторые диоды Шоттки имеют низкое допустимое обратное напряжение (менее 10 В).

12. Измерение пикового, среднего и эффективного значений

Сигналы постоянного тока полностью определяются их величиной и полярностью. Измерять параметры сигналов переменного тока намного сложнее. Для извлечения максимума информации о переменном сигнале необходимо получить ряд его выборок с частотой дискретизации, выбранной в соответствии с теоремой Шеннона (в отечественной литературе используется термин "критерий Найквиста" — *прим. ред.*), которая должна быть как минимум вдвое выше максимальной частоты спектра сигнала. После обработки полученного набора значений можно получить некоторую совокупность параметров, описывающих исходный сигнал. Однако во многих случаях требуется знать только одну характеристику. Для определения величины сигнала (тока или напряжения — *прим. ред.*) используются три параметра — пиковое, средневыпрямленное и эффективное (среднеквадратичное) значения. Пиковое значение $E_П$ определяется как максимальное значение амплитуды или пика, или как размах сигнала.

Под средневыпрямленным значением понимается среднее значение выпрямленного сигнала переменного тока, т.е.

$$E_{СВП} = \frac{1}{T}\int_{t=0}^{T} |e(t)| dt \; .$$

где $e(t)$ представляет собой сигнал переменного тока, а T — временной интервал, за который определяется среднее значение; обычно T намного больше периода сигнала.

Среднеквадратичное значение является наиболее важным параметром для определения величины сигнала (объяснение этому см. далее). Этот параметр равен корню квадратному из среднего значения квадрата сигнала и определяется следующим выражением:

$$E_{ЭФФ} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t=0}^{T} e(t)^2 dt}$$

корень среднее квадрат

Важность измерения $U_{ЭФФ}$ объясняется следующими причинами.

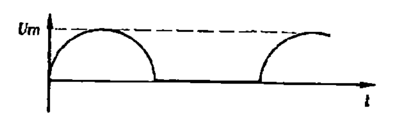
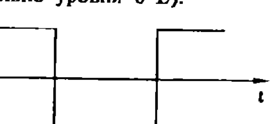
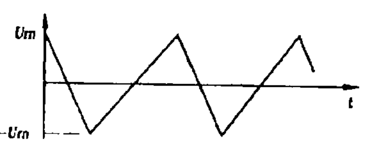
- Это наиболее распространенный способ определения величины сигнала переменного тока; если не оговорено иное, то всегда имеется в виду именно значение $E_{ЭФФ}$.
- Значение $E_{ЭФФ}$ определяет мощность сигнала, так как среднеквадратичные значения переменного напряжения или тока определяются как эквивалентные постоянные напряжение или ток, которые при воздействии на один и тот же резистор выделяют столько же тепла, что и измеряемый сигнал переменного тока.
- Среднеквадратичное значение удобно использовать при анализе случайных процессов; например, для любого стационарного случайного сигнала с нулевым средним значением (в частности, белого шума) значение $E_{ЭФФ}$ равно его дисперсии σ.
- При суммировании двух ортогональных или некоррелированных сигналов, например, двух независимых источников шума, среднеквадратичное значение суммы сигналов равно корню квадратному из суммы квадратов $E_{ЭФФ}$ отдельных сигналов.

Обычно для уточнения параметров исследуемого сигнала определяются два дополнительных коэффициента: коэффициент формы $K_Ф$ и пик-фактор $K_П$. Коэффициент формы равен отношению $E_{ЭФФ}$ к $E_{СВП}$, т.е. $K_Ф = E_{ЭФФ}/E_{СВП}$. Пик-фактор равен отношению $E_П$ к $E_{ЭФФ}$, т.е. $K_П = E_П/E_{ЭФФ}$. Отметим, что пик-фактор служит мерой "плотности" сигнала и равен 1 для меандра (импульсная последовательность с равной длительностью импульсов и пауз — *прим. ред.*) и возрастает (до 10 и более) для последовательности коротких импульсов с большой скважностью.

В табл. 12.1 сведены значения вышеописанных параметров для переменных сигналов различной формы. Такое разнообразие создает значительные проблемы при использовании для измерения $E_{ЭФФ}$ старых или дешевых цифровых вольтметров. Эти проблемы объясняются сложностью и высокой стоимостью устройств для измерения среднеквадратичных значений. Обычно же в таких вольтметрах измеряется средневыпрямленное значение входного сигнала, поскольку, как будет показано в последующих разделах, схемы для измерения $E_{СВП}$ относительно просты. Шкала этих приборов откалибрована по среднеквадратичному значению для синусоидального сигнала, для чего измеренное значение $E_{СВП}$ просто умножается на коэффициент 1,11. Для входного сигнала любой другой

Таблица 12.1. Параметры переменных сигналов (тока и напряжения).

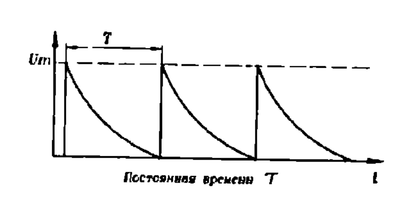
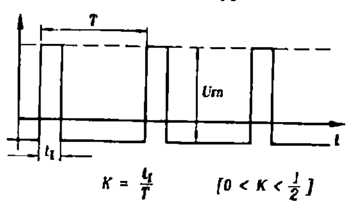
Таблица 12.1. (продолжение)

Сигнал	$E_П$	$E_{ЭФФ}$	$E_{СВП}$	$K_Ф$	$K_П$
Постоянный уровень.	U_m	U_m	U_m	1	1
Синусоида или двухполупериодная выпрямленная синусоида.	U_m	$\frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\,U_m$	$\frac{2}{\pi}U_m = 0{,}637\,U_m$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}111$	$\sqrt{2} = 1{,}414$
Однополупериодная выпрямленная синусоида. 	U_m	$\frac{1}{2}U_m$	$\frac{U_m}{\pi} = 0{,}318\,U_m$	$\frac{\pi}{2} = 1{,}571$	2
Меандр (симметричный или несимметричный относительно уровня 0 В). 	U_m	U_m	U_m	1	1
Пилообразный или треугольный сигнал. 	U_m	$\frac{U_m}{\sqrt{3}} = 0{,}577\,U_m$	$\frac{U_m}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}155$	$\sqrt{3} = 1{,}732$

11 Заказ 307

Таблица 12.1. (продолжение)

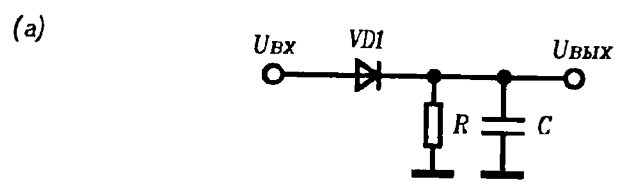
таблица 12.1. (продолжение)

Сигнал	$E_П$	$E_{ЭФФ}$	$E_{СВП}$	$K_Ф$	$K_П$
Гауссов шум.	$E_П$ теоретически не ограничено. Вероятность обнаружения $\lvert E_П \rvert$ выше уровня $K_П \cdot E_{ЭФФ}$ — см. кол. $K_П$.	$E_{ЭФФ}$	$\sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot E_{ЭФФ} = 0,798 E_{ЭФФ}$	$\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,253$	$K_П$ — вероятность $\lvert E_П \rvert > K_П \cdot E_{ЭФФ}$ 1 — 32% 2 — 4,6% 3 — 0,37% 3,3 — 0,1% 3,9 — $100 \cdot 10^{-6}$ 4,0 — $63 \cdot 10^{-6}$ 4,4 — $10 \cdot 10^{-6}$ 4,9 — $1 \cdot 10^{-6}$
Последовательность прямоугольных импульсов. $K = \frac{t_I}{T}$ $[0 < K < 1]$	U_m	$U_m\sqrt{K}$	KU_m	$\frac{1}{\sqrt{K}}$	$\frac{1}{\sqrt{K}}$
Последовательность экспоненциальных импульсов. 	U_m	$U_m\left[\frac{\tau}{2T}\left(1 - e^{-\frac{2T}{\tau}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}$ $\approx U_m\sqrt{\frac{\tau}{2T}}$ при $T >> \tau$	$\frac{\tau U_m}{T}\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)$ $\approx \frac{\tau}{T}$ при $T >> \tau$	$\frac{\left[\frac{T}{2\tau}\left(1 - e^{-\frac{2T}{\tau}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)}$ $\approx \sqrt{\frac{T}{2\tau}}$ при $T >> \tau$	$\left[\frac{2T}{\tau}\left(1 - e^{-\frac{2T}{\tau}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}$ $\approx \sqrt{\frac{2T}{\tau}}$ при $T >> \tau$
Последовательность прямоугольных импульсов с нулевым средним уровнем. 	$U_m(1 - K)$	$U_m\sqrt{(1 - K)K}$	$2U_mK(1 - K)$	$\frac{1}{2\sqrt{K(1 - K)}}$	$\sqrt{\left(\frac{1}{K} - K\right)}$

формы, как видно из сравнения величин $K_Ф$ в табл. 12.1, измерительный прибор вносит неизбежную погрешность. Таким образом, в дешевых цифровых мультиметрах при измерении $E_{ЭФФ}$ возникают значительные погрешности в тех случаях, когда форма входного сигнала отличается от синусоиды. Появление дешевых высококачественных микросхем для преобразования $E_{ЭФФ}$ в постоянный ток позволило в новых цифровых мультиметрах устранить такие погрешности.

12.1. Схемы для измерения пиковых значений

Показанные на рис. 12.1 две схемы только иллюстрируют способы построения схем для измерения пиковых значений. Подробнее о пиковых детекторах можно прочесть в гл. 11. В простейшем пиковом детекторе (рис. 12.1а) диод VD_1 осуществляет однополупериодное выпрямление сигнала переменного тока, выпрямленное значение сохраняется в виде заряда на конденсаторе C; постоянная времени схемы определяется значениями R и C. На рис. 12.1б показан более сложный пиковый детектор, но здесь также есть выпрямитель и емкостная ячейка памяти с постоянной времени, определяемой значениями R и C. В таких схемах важно



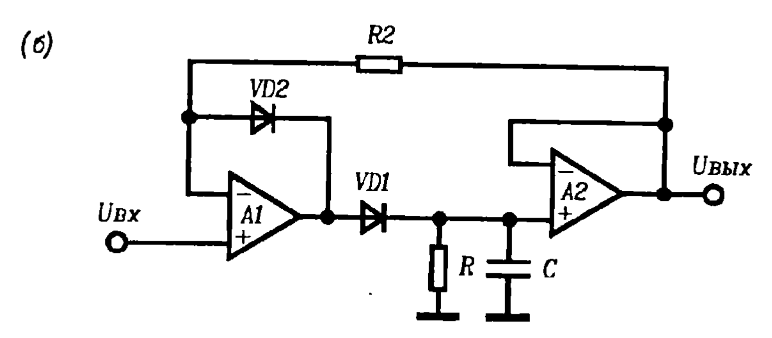


Рис. 12.1. Схемы измерения пикового значения: а) простейший пиковый детектор, б) улучшенный вариант пикового детектора.

правильно выбрать эту постоянную. При выборе слишком большого значения выходной сигнал будет хорошо отфильтрован, но схема будет медленнее реагировать на снижение величины входного сигнала. Если сделать постоянную времени слишком малой, схема будет быстро реагировать на уменьшение сигнала, но в выходном напряжении появятся значительные пульсации. Резистор R можно заменить аналоговым ключом, который позволяет таким схемам производить выборку и сохранять пиковое значение входного сигнала на определенный промежуток времени. Для сброса выбранного напряжения аналоговый ключ замыкается. В некоторых случаях, когда необходимо измерить наибольшее из значений — положительное или отрицательное — входного сигнала, независимо от его знака, перед пиковым детектором включается прецизионный двухполупериодный выпрямитель для выделения абсолютной величины сигнала.

12.2. Схемы для измерения средневыпрямленного значения

Блок-схема устройства для измерения $E_{СВП}$ представлена на рис. 12.2. Оно состоит из выпрямителя и фильтра нижних частот, изготовить которые не составит большого труда. Выпрямитель может быть одно- или двухполупериодным (подробнее о выпрямителях см. гл. 11). Параметры ФНЧ обычно не критичны, и в большинстве случаев достаточно простого RC-фильтра с буферным повторителем. Фильтр осуществляет операцию усреднения. Постоянная времени ФНЧ обычно намного больше периода входного сигнала и, так же как и в пиковых детекторах, выбор постоянной времени сглаживания определяется компромиссом между амплитудой пульсаций на выходе и быстродействием. Для уменьшения пульсаций при работе на низких частотах обычно используют двухполупериодные выпрямители.

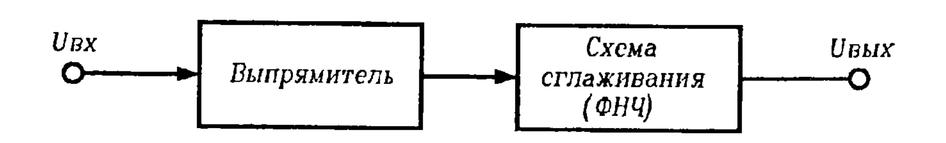
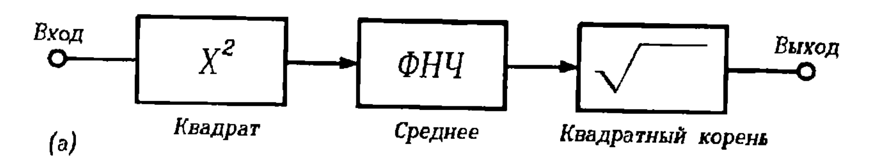


Рис. 12.2. Блок-схема измерителя средневыпрямленного значения.

12.3. Схемы для измерения среднеквадратичного значения

Для определения $E_{\text{ЭФФ}}$ можно использовать умножители, причем возможны два способа их включения, показанные на рис. 12.3. В первом случае квадрат аналогового сигнала, среднее значение квадрата и корень вычисляются непосредственно. У этого способа имеется несколько серьезных недостатков. Во-первых, требуются две схемы умножения/деления. Во-вторых, эта схема имеет ограниченный динамический диапазон, так как после операции возведения в квадрат приходится извлекать квадратный корень. Входной сигнал с динамическим диапазоном 1000:1 (например, 10 В : 10 мВ) преобразуется на выходе квадратора в сигнал с динамическим диапазоном 1000000:1 (т.е., 10 В : 10 мкВ). По этим причинам прямое вычисление $E_{\text{ЭФФ}}$ практически никогда не применяется и упомянуто здесь только для того, чтобы подчеркнуть достоинства косвенного метода.*

При косвенном вычислении используется только один блок умножителя/делителя и обеспечивается хороший динамический диапазон. Принцип работы схемы заключается в следующем:



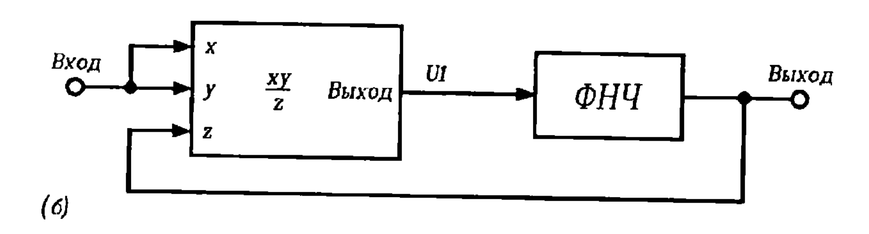


Рис. 12.3. Блок-схемы преобразователей ЕЭФФ с использованием умножителей: а) с непосредственным вычислением, б) с косвенным вычислением.

* Для определенности далее рассматривается измерение эффективного значения напряжения $U_{\text{ЭФФ}}$, поскольку для измерения тока можно либо использовать соответствующие узлы (выпрямители, умножители и т.п.) с токовыми входами, либо предварительно преобразовать ток в напряжение (см. гл. 4). — *Прим. ред.*

$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{U_1}$, где $\overline{U_1}$ — означает среднее значение U_1;
но в соответствии со схемой

$$U_1 = U_{\text{ВХ}}^2/U_{\text{ВЫХ}},$$

поэтому $$U_{\text{ВЫХ}} = \overline{\left(\frac{U_{\text{ВХ}}^2}{U_{\text{ВЫХ}}}\right)} = \frac{\overline{U_{\text{ВХ}}^2}}{U_{\text{ВЫХ}}},$$

поскольку $U_{\text{ВЫХ}}$ можно считать постоянным по сравнению с входным сигналом.

Следовательно,

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\overline{U_{\text{ВХ}}^2}}\text{, т.е. равно } U_{\text{ЭФФ}}.$$

Можно предложить несколько способов построения схемы измерения $U_{\text{ЭФФ}}$. Очевидный способ состоит в приобретении готового преобразователя $U_{\text{ЭФФ}}$ в постоянный ток (пожалуй, сейчас это наиболее очевидный и удобный вариант). Можно использовать микросхемы умножителей и делителей (полупрофессиональный вариант). Наконец, энтузиасты могут построить всю схему от начала до конца, применяя согласованные транзисторы (отечественный вариант — ***прим. ред.***).

"Полупрофессиональный" преобразователь можно построить с использованием микросхем умножителя и делителя (или многофункционального преобразователя, рис. 12.4). Передаточная функция схемы имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}^2(s) = \frac{U_{\text{ВХ}}^2(s)}{(1+\frac{1}{2}sRC)},$$

и, если частота входного сигнала намного больше $\frac{1}{\pi RC}$ Гц,

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\overline{U_{\text{ВХ}}^2}}\text{, т.е. равно } U_{\text{ЭФФ}}.$$

Для закоренелых любителей схемотехники на рис. 12.5 приведена полная схема на дискретных элементах. Она приведена здесь потому, что многие промышленные микросхемы строятся на этих же принципах. Предполагая, что все транзисторы и резисторы идеально согласованы, и входная частота намного больше $\frac{1}{\pi R_3 C_3}$, получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{R_3 R_4}{R_1^2}}\cdot\sqrt{\overline{U_{\text{ВХ}}^2}}\ .$$

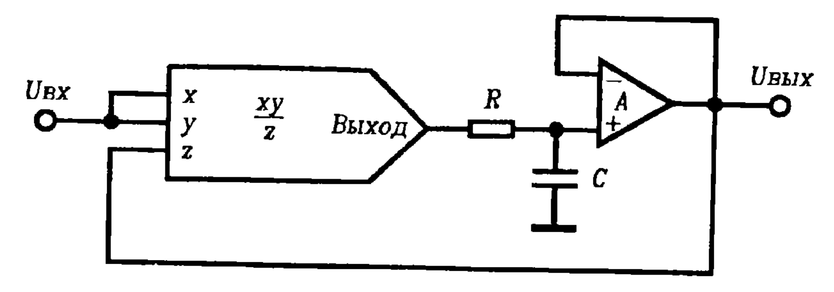


Рис. 12.4. Преобразователь Uэфф с применением блока умножителя/делителя.

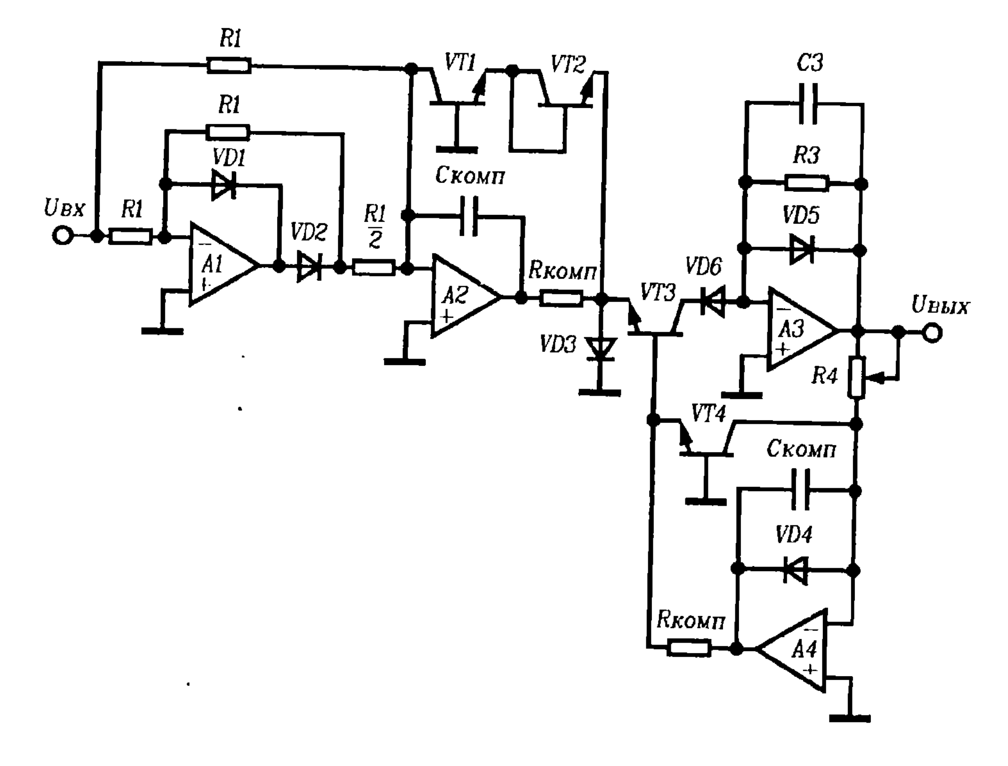


Рис. 12.5. Преобразователь Uэфф с применением согласованных транзисторов.

Схема состоит из двух основных частей. Первая представляет из себя двухполупериодный выпрямитель на ОУ A_1 (подробнее о выпрямителях см. гл. 11), а вторая — схему умножителя/делителя на логарифмирующем и экспоненциальном преобразователях (подробнее см. гл. 8).

При проектировании помните о следующих моментах. Резисторы, обозначенные как R_1, должны быть точно согласованы, желательно с точностью 0,1% или лучше, с тем, чтобы обеспечить точное двухполупериодное выпрямление входного сигнала. В качестве транзисторов VT_1, VT_2, VT_3 и VT_4 нужно взять микросхему, содержащую четыре согласованных транзистора. Резистор R_3 и конденсатор C_3 осуществляют операцию усреднения. Диоды VD_3, VD_4 и VD_5 защищают переходы база-эмиттер транзисторов от повреждения обратными напряжениями. Резисторы, обозначенные $R_{комп}$, и конденсаторы, обозначенные $C_{комп}$, обеспечивают частотную коррекцию схемы. Диод VD_6 введен для поддержания напряжения база-коллектор транзистора VT_3 примерно равным нулю для улучшения точности. В качестве R_1, R_3 и R_4 необходимо применять прецизионные металлопленочные или проволочные резисторы.

Приведем возможные значения элементов:

R_3 = 100 кОм , R_4 = 10 кОм (с подстройкой), R_3 = 1 МОм,

$R_{комп}$ = 10 кОм,

$C_{комп}$ = 100 пФ, C_3 = 0,1 мкФ.

Транзисторы VT_1, VT_2, VT_3, VT_4 — сверхсогласованная транзисторная сборка, например MAT-04, CA3086 и др. (с существенным ухудшением параметров схемы можно использовать микросхемы 198НТ1–198НТ3 — *прим. ред.*).

A_1, A_2, A_3, A_4 — ОУ с полевым входом, например LF156, TL071 и др. (в зависимости от требуемого быстродействия можно использовать различные ОУ серий 544, 574 и т.п. — *прим. ред.*).

VD_1, VD_2, VD_3, VD_4, VD_5, VD_6 — диоды общего применения, например 1N4148 (годятся практически любые хорошие импульсные диоды: 2Д509, 2Д520, 2Д522 и т.п. — *прим. ред.*).

Вид частотной характеристики преобразователя позволяет определить, насколько точно схема может измерять эффективное значение синусоидальных входных сигналов с разными частотами. Частотная характеристика преобразователя определяется несколько иначе, чем характеристики фильтров, усилителей и других линейных устройств. Преобразователь $U_{эфф}$ является нелинейным узлом, на вход которого подается переменный сигнал, а на выходе вырабатывается постоянное напряжение, поэтому его частотная характеристика определяется как зависимость погрешности преобразования (в процентах) от частоты входного сигнала. Типичная характеристика показана на рис. 12.6. Приведенные на этом

графике значения характерны для многих современных промышленных преобразователей $U_{ЭФФ}$. Под средними частотами подразумевается рабочий диапазон частот преобразователя, и для большинства микросхем он лежит в пределах от 10 Гц до 100 кГц при погрешности преобразования менее 1%. Низшая частота рабочего диапазона должна быть намного больше, чем $1/T$, где T — постоянная времени сглаживания схемы. При уменьшении частоты входного сигнала сглаживающий фильтр не обеспечивает эффективного усреднения, и на выходе появляются значительные пульсации и погрешность постоянного уровня (рис. 12.7).

Пульсации и погрешность выходного уровня можно уменьшить, увеличивая постоянную времени фильтра, но при этом ухудшается быстродействие схемы. Следовательно, на низких частотах, около 10 Гц, приходится выбирать — увеличить ли постоянную времени сглаживания, что обеспечит хорошую точность, но замедленную реакцию на изменения входного сигнала, или оставить малую постоянную времени, т.е. быструю реакцию, но худшую точность. Приведенные далее выражения могут быть использованы для определения минимальной постоянной времени при заданных уровнях погрешности и пульсаций.

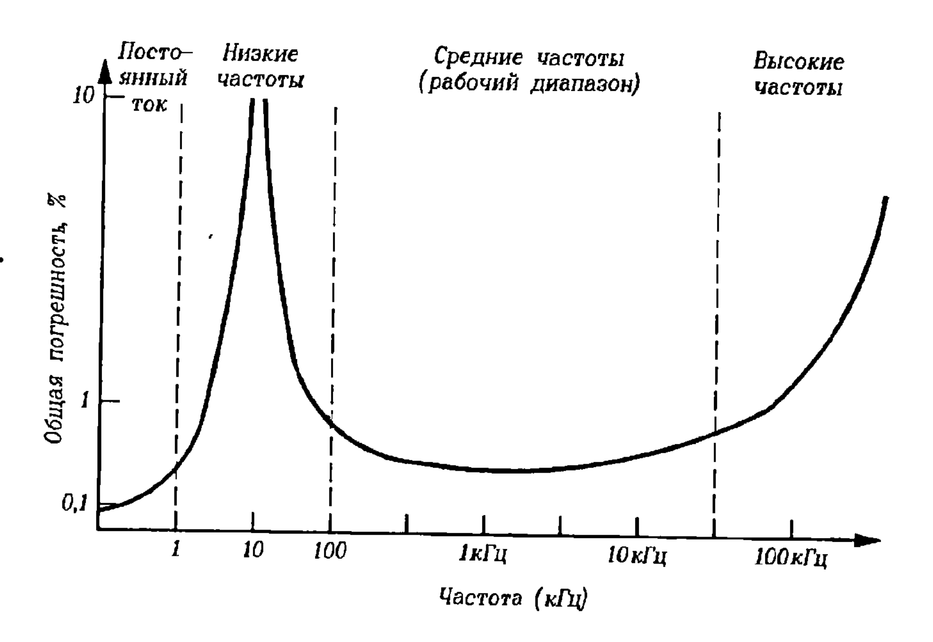


Рис. 12.6. Частотная характеристика преобразователя $U_{ЭФФ}$.

Рис. 12.7. Выходной сигнал преобразователя $U_{ЭФФ}$ при низкой частоте входного сигнала.

Ранее была приведена передаточная функция преобразователя $U_{ЭФФ}$:

$$U_{ВЫХ}^2(s) = \frac{U_{ВХ}^2(s)}{(1+sT)},$$

где $T = RC/2$ для схемы с косвенным вычислением.
Для входного синусоидального сигнала, где

$$U_{ВХ} = \sqrt{2}\cdot U_{ЭФФ}\sin(\omega t), \quad \left(f = \frac{\omega}{2\pi}\ \text{Гц}\right),$$

получим:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_{ЭФФ}\sqrt{1+\left(\frac{1+\sin 2\omega t}{\sqrt{(1+4\omega^2T^2)}}\right)}.$$

Разложив это выражение в ряд Тейлора, после некоторых тригонометрических выкладок получим:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_{ЭФФ}\left(1-\frac{1}{16(1+4\omega^2T^2)}\right)+\frac{U_{ЭФФ}\cdot\sin 2\omega t}{2\sqrt{1+4\omega^2T^2}}.$$

Погрешность постоянного уровня:

$$\delta U_{ВЫХ} = -\frac{U_{ЭФФ}}{16(1+4\omega^2T^2)}.$$

Размах пульсаций:

$$\sim U_{ВЫХ} = \frac{U_{ЭФФ}}{2\sqrt{1+4\omega^2T^2}}.$$

Высокие частоты.

Характеристика преобразователя на высоких частотах ограничивается верхней граничной частотой умножителя/делителя или шириной полосы пропускания и скоростью нарастания сигнала двухполупериодного выпрямителя. Многие устройства для измерения $U_{ЭФФ}$ строятся аналогично рассматриваемой схеме с использованием логарифмирующих и экспоненциальных преобразователей. Одним из недостатков такой схемы является то, что ее характеристика в области высоких частот зависит от величины входного сигнала; это связано с особенностями частотной коррекции логарифмирующих преобразователей (подробнее см. гл. 8). Поэтому для промышленных логарифмирующих преобразователей нормируется ширина полосы пропускания, в которой дополнительная частотная погрешность не превышает 1% (табл. 12.2). Напомним, что верхняя граничная частота многих устройств чаще всего определяется либо по уровню −3 дБ (30%), либо по дополнительно вносимой частотной погрешности в 1%. Приведенные в таблице значения являются ориентировочными, и качество преобразователей по ним можно оценить только приближенно.

Наличие входного двухполупериодного выпрямителя еще более усложняет оценку высокочастотных параметров, так как он вносит дополнительную погрешность при малом входном высокочастотном сигнале в связи с конечным временем переключения при изменении знака сигнала. При больших входных сигналах переходные процессы при смене знака оказывают меньшее влияние. Если двухполупериодный выпрямитель имеет идеальную характеристику, и все частотные ограничения вносятся только схемой умножителя/делителя, то на очень высоких частотах умножитель/делитель будет реагировать только на постоянную составляющую выходного сигнала выпрямителя (т.е. на $U_{СВП}$ — *прим. ред.*) и совсем не реагировать на высокочастотные гармоники. Следовательно, максимальная погрешность составит 11% (это соответствует $K_Ф$ = 1,11 для синусоиды).

Таблица 12.2. *Зависимость ширины полосы пропускания логарифмирующих преобразователей от величины входного сигнала.*

Синусоидальный входной сигнал, $U_{ЭФФ}$	Верхняя граничная частота при дополнительной погрешности 1%
10 мВ	10 кГц
100 мВ	50 кГц
1 В	100 кГц
7 В	200 кГц

По изображенной на рис. 12.6 характеристике можно оценить усредняющие свойства преобразователя $U_{ЭФФ}$ в областях низких и средних частот и на постоянном токе. На средних частотах усреднение происходит за большое количество периодов входного сигнала, что позволяет получит точное значение $U_{ЭФФ}$. При уменьшении частоты число циклов усреднения уменьшается, что приводит к большей погрешности. На очень низких частотах, при приближении к постоянному току, усреднение проводится только за часть периода входного сигнала. Его в этом случае можно считать практически постоянным, и выходное напряжение преобразователя соответствует мгновенному значению входного сигнала; одним словом, значение $U_{ЭФФ}$ на низких частотах сильно зависит от параметров усреднения входного сигнала.

Несмотря на то, что обычно усреднение в преобразователе $U_{ЭФФ}$ осуществляется простыми RC-фильтром, реакция на скачкообразное изменение входного сигнала не описывается экспоненциальной функцией. Чтобы разобраться в этом, вернемся к передаточной функции:

$$U_{ВЫХ}^2(s) = \frac{U_{ВХ}^2(s)}{(1+sT)} .$$

При ступенчатом изменении входного сигнала постоянного тока от $U_{ВХ1}$ до $U_{ВХ2}$ квадрат выходного напряжения равен:

$$U_{ВЫХ}^2(t) = U_{ВХ2}^2 + (U_{ВХ1}^2 - U_{ВХ2}^2)e^{-\frac{t}{T}} ,$$

и процесс установления выходного напряжения описывается выражением:

$$U_{ВЫХ}(t) = \sqrt{\left[U_{ВХ2}^2 + (U_{ВХ1}^2 - U_{ВХ2}^2)e^{-\frac{t}{T}}\right]} .$$

Время установления $t_{уст}$ выходного напряжения с точностью до ε от установившегося значения приведено в табл. 12.3. Нетрудно заметить, что реакция на большой скачок входного сигнала почти аналогична реакции обычной RC-цепи с той же постоянной времени. Отметим, однако, что реакция на снижение уровня входного сигнала почти в два раза медленнее.

Как правило, преобразователь должен измерять $U_{ЭФФ}$ не только синусоидальных, но и сигналов произвольной формы, например шума или последовательности импульсов, которые более "неравномерны" и отличаются большой величиной пик-фактора $K_П$. Возникающую при этом по-

Таблица 12.3. Время установления преобразователей $U_{ЭФФ}$.

Положительный перепад $U_{ВХ2} \gg U_{ВХ1}$ и $\varepsilon \ll 1$		Отрицательный перепад $U_{ВХ2} \ll U_{ВХ1}$ и $\varepsilon \ll 1$	Экспоненциальное установление
ε	$t_{уст} \approx T \ln \frac{1}{2\varepsilon}$	$t_{уст} \approx 2T \ln \frac{1}{\varepsilon}$	$t_{уст} \approx T \ln \frac{1}{\varepsilon}$
0,1(10%)	1,6T	4,6T	2,3T
0,01(1%)	3,9T	9,2T	4,6T
0,001(0.1%)	6,2T	13,8T	6,9T

грешность обычно контролируют путем подачи на вход преобразователя импульсной последовательности с известной скважностью, т.е. с известным значением $K_П$. Но не стоит удивляться, если для двух сигналов с одинаковыми пик-факторами, но различной формы, в одном и том же преобразователе получатся разные значения погрешностей. При грубой оценке качества преобразователей можно исходить из того, что большинство промышленных преобразователей измеряют $U_{ЭФФ}$ сигналов с $K_П = 5$ с погрешностью в пределах 0,5%. С помощью описанных выше устройств можно попытаться достичь точности около 1% при $K_П = 10$.

Возрастание погрешностей при увеличении пик-фактора объясняется двумя основными причинами. Первая связана с амплитудной нелинейностью преобразователя, так как сигналы с большими значениями $K_П$ перекрывают более широкий диапазон входных напряжений из-за наличия в них выбросов, значительно превосходящих уровень $U_{ЭФФ}$. Вторая причина связана с тем, что сигналы импульсного характера содержат в своем спектре больше высокочастотных составляющих. Это, естественно, приводит к погрешностям из-за конечной ширины полосы пропускания и скорости нарастания напряжения преобразователя. Как гласит теория и подтверждает практика, при преобразовании последовательности импульсов с длительностью импульса $T_и$, для получения точности лучше 1% надо использовать преобразователь с шириной полосы пропускания по уровню –3 дБ в 5 раз превосходящей $1/T_и$, а для достижения точности в 0,1% ширина полосы пропускания по уровню –3 дБ должна быть больше $1/T_и$ в 50 раз.

Как говорилось ранее, для уменьшения выходной погрешности постоянного уровня и размаха пульсаций может потребоваться большая постоянная времени. Это, однако снижает скорость реакции, особенно при скачкообразном снижении $U_{ЭФФ}$ входного сигнала. Кроме того, для получения большой постоянной времени требуются конденсаторы большой емкости, а они довольно громоздки, и при использовании электролитических конденсаторов появляются дополнительные погрешности из-за токов утечки. Для решения этих проблем к выходу преобразователя $U_{ЭФФ}$ в постоянный ток можно подключить дополнительный фильтр (рис. 12.8).

При использовании этого способа целесообразно определить минимальную постоянную времени, необходимую для получения требуемой точности на нижней частоте входного сигнала, что позволит свести к минимуму емкость сглаживающего конденсатора. При этом можно будет использовать неполярный конденсатор с малой утечкой. Основное сглаживание выходного сигнала преобразователя может выполнить дополнительный фильтр. Это позволит уменьшить пульсации, не слишком увеличивая при этом время реакции (особенно при спаде сигнала); а это обязательно бы случилось, если бы все сглаживание осуществлялось внутри преобразователя. Кроме того, в качестве конденсатора C_1 в фильтре можно использовать электролитический конденсатор, не беспокоясь при этом о токах утечки.

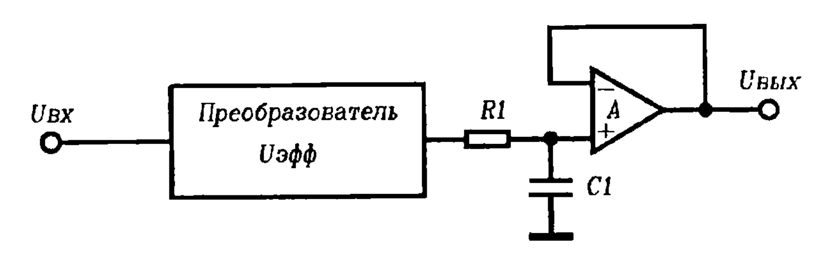


Рис. 12.8. Фильтрация выходного напряжения преобразователя Uэфф.

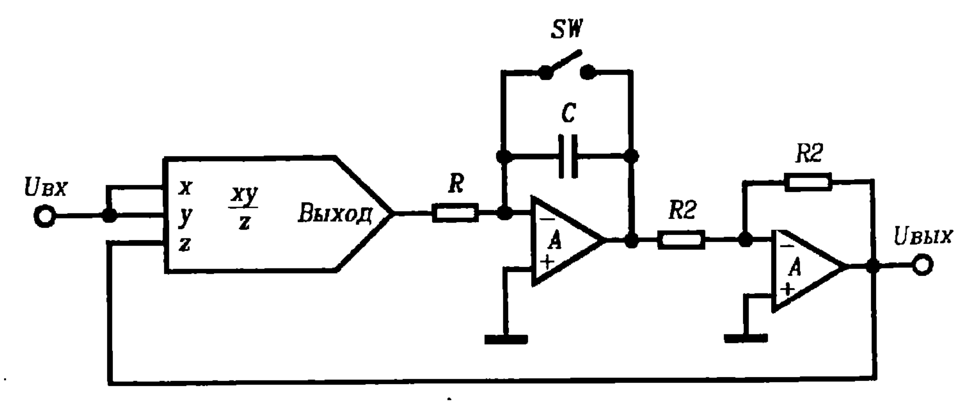


Рис. 12.9. Прецизионный преобразователь Uэфф в постоянный ток.

Для усреднения сигналов с частотами порядка 1 Гц необходимые постоянные времени оказываются слишком велики. Одно из возможных решений состоит в замене ФНЧ интегратором (рис. 12.9). Интегратор интегрирует выходное напряжение умножителя/делителя в течение времени T. Следовательно, выходное напряжение будет равно:

$$U_{ВЫХ} = \sqrt{\frac{2}{RC}\int_0^T U_{ВХ}^2\,dt}\ .$$

Значения R и C выбираются так, чтобы $RC/2 = T$, поэтому

$$U_{ВЫХ} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T U_{ВХ}^2\,dt}\ .$$

Точное значение $U_{ЭФФ}$ можно измерить теперь без особых проблем, связанных с фильтрацией и пульсациями. Основной недостаток данного способа (первый закон радиотехники — "ничего задаром") заключается в том, что значение $U_{ЭФФ}$ измеряется только за дискретные промежутки времени.

Характеристики некоторых промышленных микросхем преобразователей $U_{ЭФФ}$ приведены в табл. 12.4. На рис. 12.10 показана упрощенная схема и внешние элементы для подстройки коэффициента передачи и смещения типичной микросхемы преобразователя $U_{ЭФФ}$ в постоянный ток AD637.

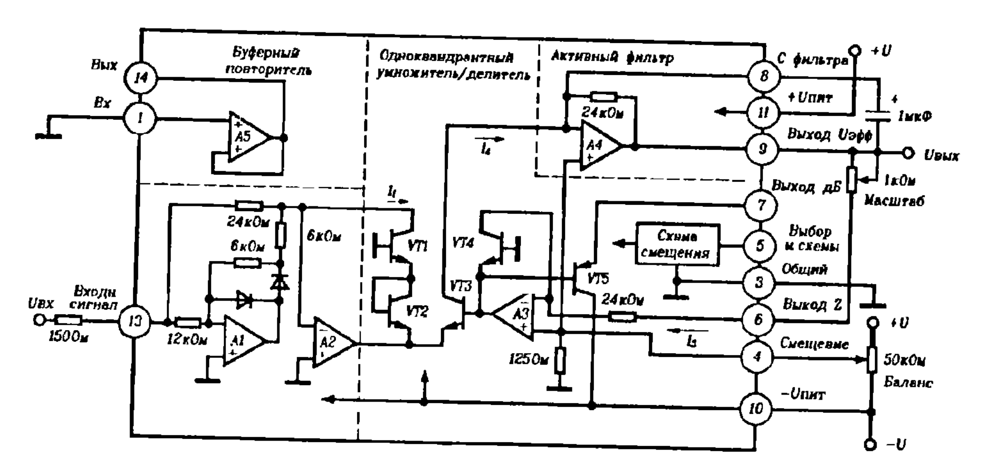


Рис. 12.10. Микросхема AD637 преобразователя Uэфф в постоянный ток.

Таблица 12.4. *Микросхемы преобразователей Uэфф (Iэфф) в постоянный ток.*

	AD536AJ	AD637J
Напряжения:		
питания	± 15 В	± 15 В
диапазон входного напряжения (max)	7 В $U_{эфф}$	7 В $U_{эфф}$
Точность:		
погрешность коэффициента передачи	0,5%[А]	0,5%[А]
дрейф погрешности коэффициента передачи	0,01%/°C[А]	—
погрешность смещения	5 мВ[А]	1 мВ[А]
дрейф погрешности смещения	100 мкВ/°C[А]	—
погрешность пик-фактора	$K_П$ = 3 0,1%	$K_П$ = 3 0,1%
	$K_П$ = 7 1%	$K_П$ = 10 1%
Динамические характеристики:		
полоса пропускания по уровню −3 дБ, при		
$U_{ВХ}$ = 10 мВ	90 кГц	80 кГц
$U_{ВХ}$ = 100 мВ	450 кГц	600 кГц
$U_{ВХ}$ = 1 В	2,3 МГц	5 МГц
полоса при погрешности 1%, при		
$U_{ВХ}$ = 10 мВ	5 кГц	9 кГц
$U_{ВХ}$ = 100 мВ	45 кГц	100 кГц
$U_{ВХ}$ = 1 В	120 кГц	300 кГц
Комментарии	Монолитная микросхема. Погрешности коэффициента передачи и смещения легко подстраиваются. Подобна AD636, но последняя рассчитана на сигналы не более 200 мВ.	Широкополосный преобразователь.

А: Максимальное значение
Б: Минимальное значение
В: При входном сигнале 200 мВ эффективного значения
Г: Суммарная погрешность после настройки

Таблица 12.2. (продолжение)

AD736J	AD735	4341	SMM-2110	LT1088
± 5В	± 5 В	± 15 В	± 15 В	± 15 В
1 В $U_{эфф}$	1 В $U_{эфф}$	7 В $U_{эфф}$	3 мА (размах)	—
0,5%[ВА]	0,5%[ВА]	0,5%[Г]	± 0,5 дБ[А]	—
—	—	—	—	—
0,5 мВ[А]	0,4 мВ[ВА]	—	5 нА	—
20 мкВ/°С[А]	—	—	—	—
$K_п$ = 3 0,7%	$K_п$ = 3 0,7%	—	$K_п$ = 5 0,5 дБ	Диапазон
$K_п$ = 5 2,5%	$K_п$ = 5 2,5%	—	$K_п$ = 8 1,0 дБ	$K_п$ 50:1
55 кГц	55 кГц		50 кГц ($I_{вх}$=1мкА)	
170 кГц	170 кГц		300 кГц ($I_{вх}$=10мкА)	
—	—	450 кГц	1,5 МГц ($I_{вх}$=1мА)	≈ 100 МГц
6 кГц	6 кГц		—	—
37 кГц	37 кГц		—	—
—	—	80 кГц	—	—
Маломощный монолитный преобразователь. Аналогичен AD737.	Маломощный монолитный преобразователь. Без выходного буфера. Есть схема снижения мощности. Аналогичен AD736.	Гибридный преобразователь.	Токовый вход — токовый выход. Требуются внешние резисторы для работы с напряжениями.	Блок преобразователя $U_{эфф}$ в постоянный ток. Содержит два согласованных термоэлемента.

12.4. Тепловые преобразователи

Один из наиболее точных методов преобразования переменного тока в постоянный состоит в измерении выделяемого тепла, что схематично показано на рис. 12.11. Переменный сигнал подается на поглощающий резистор, температура которого затем измеряется с помощью термодатчика и аналогового или цифрового измерительного прибора. После этого вместо сигнала переменного тока на резистор с помощью переключателя подается регулируемое постоянное напряжение. Это напряжение изменяется до тех пор, пока показание прибора не станет равным предыдущему значению. Это означает, что данное постоянное напряжение равно эффективному значению входного сигнала — по определению.

Очевидно, этот метод не подходит для самостоятельных разработок. Можно приобрести стандартные тепловые преобразователи напряжения (например, фирмы Ballantine Laboratories) с сертификатом Национального Бюро Стандартов. Погрешности преобразования этих приборов не превышают 0,01%. Поскольку входной сигнал подается только на резистор, возможно преобразование сигналов с частотой вплоть до 1 ГГц (с использованием соответствующих кабелей, разъемов и т.п.). Чтобы не устанавливать переключатель на входе и обеспечить непрерывное измерение входного сигнала, можно использовать два точно согласованных термоэлемента (рис. 12.12). Этот способ менее точен, чем предыдущий, поскольку невозможно идеально согласовать два термоэлемента.

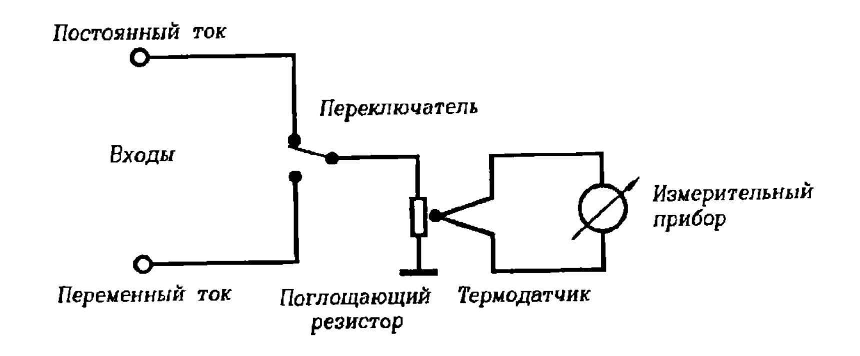


Рис. 12.11. Тепловой преобразователь.

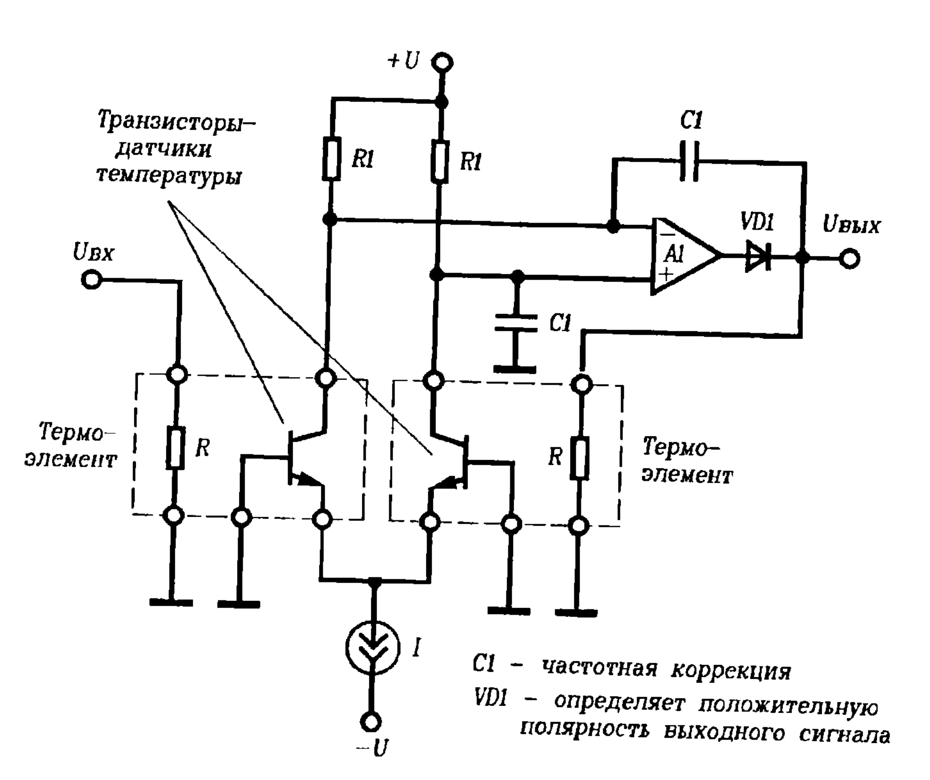


Рис. 12.12. Использование двух согласованных термоэлементов.

Параметры отечественных ОУ.

В приведенную ниже табл. П-1 сведены основные параметры некоторых серийно выпускаемых операционных усилителей. Подбирая микросхемы для включения в эту таблицу, мы исходили из того, насколько они пригодны для замены упоминаемых в книге элементов. Поэтому в нее не включены устаревшие ОУ, а также те из них, которые предназначены для работы в бытовой, видео- и звуковоспроизводящей аппаратуре. Значения параметров в основном соответствуют техническим условиям (ТУ), в тех случаях, когда в ТУ параметр не нормируется, мы пользовались данными из справочников, информационных материалов изготовителей или экспериментальными данными. Естественно, достоверность этих сведений несколько ниже, что и отмечено соответствующей сноской. Все параметры приведены для напряжений, указанных в графе "Номинальные напряжения питания". В заключение заметим, что нормы ТУ со временем изменяются, но как правило, в сторону ужесточения, поэтому более современные данные о параметрах ОУ бывают лучше устаревших.

Примечания к таблице П-1.

А — ориентировочное значение,

Б — указаны пределы изменения параметров в зависимости от выбранного режима работы (напряжений питания и управляющего тока).

В — в зависимости от напряжения питания.

Г — параметры указаны для микросхем группы А, для Б характеристики аналогичны, кроме параметров дрейфа (не нормируются).

Д — при $|U_{вх.сф}| < 5$В.

Умножители.

К сожалению, отечественная промышленность не может похвастаться разнообразием выпускаемых аналоговых микросхем, поэтому пригодных для замен используемых в книге умножителей практически нет. Единственный более или менее полный аналог — 525ПС3 (MPY632A) — достаточно дефицитен. Умножители старых разработок (140МА1, 525ПС1) требуют больших интеллектуальных усилий при попытке применить их в рассмотренных схемах.

Таблица П-1. *Параметры некоторых отечественных ОУ.*

Параметр	140УД6А/Б	140УД7
Параметры питания		
Диапазон напряжений питания $U_{пит}$, В	±5 — ±18	±5 — ±18
Номинальные напряжения питания $U_{пит.ном}$, В	±15	±15
Ток потребления $I_{пот}$, мА	2,8	2,8
Коэффициент влияния источников питания $k_{п}$, мкВ/В (дБ)	200	150
Усиление		
Коэффициент усиления A_V, x10^3	70 / 50	50
Параметры смещения		
Входное напряжение смещения $U_{см.вх}$, мВ	5 / 8	4
Дрейф входного напряжения смещения $dU_{см.вх}/dT$, мкВ/°С	20 / 40	6
Входной ток смещения $I_{см.вх}$, нА	30 / 50	200
Дрейф входного тока смещения $dI_{см.вх}/dT$, нА/°С	1 / 2	—
Разность входных токов смещения $\Delta I_{см.вх}$, нА	10 / 15	50
Дрейф разности входных токов смещения $d(\Delta I_{см.вх})/dT$, нА/°С	0,1 / 0,3	0,4
Входные и выходные параметры		
Дифференциальное входное сопротивление $R_{вх.диф}$, МОм	3 / 2	0.4
Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом	150	150
Ограничениев выходного тока (мА)	$(25)^{А}$	$(20)^{А}$
Максимальное выходное напряжение, $U_{вых.max}$, В	11	11,5
Параметры синфазного сигнала		
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{вх.сф.max}$, В	11	12
КОСС, дБ	80 / 70	70
Частотные параметры		
Частота единичного усиления f_1, МГц	1	0,8
Скорость нарастания выходного напряжения $V_{Uвых}$, В/мкс	2,5 / 2	0,3
Общие свойства		
Входной каскад	Бипол.	Бипол.
Частотная коррекция	Внутр.	Внутр.
Аналог	MC1456C	μA741
Комментарий	ОУ средней точности.	

Продолжение таблицы П-1.

140УД8А/Б	140УД11	140УД12	140УД14	140УД17А/Б
±6 — ±18	±5 — ±18	±1,5 — ±18	±5 — ±18	±3 — ±18
±15	±15	±3 — ±15	±15	±15
5	8	0,02 — 0,18^{Б}	0,6	4 / 5
—	—	200	(100)	—
50	25	50 — 100^{Б}	50	200
20 (100)	10	5	2	0,075 / 0,15
50 (100)	50^{А}	3^{А}	15 (5^{А})	0,6 / 1,2^{А}
0,2	500	7,5 — 50^{Б}	2	4,8 / 12
—	—	—	0,02	—
0,15	200	3 — 15^{Б}	0,2	3,8 / 6
—	—	—	0,0025	—
10^3	0,4	5 — 50^{АБ}	30	30^{А}
200^{А}	—	1к — 5к^{АБ}	—	—
Нет	Есть	(3 — 12)^{АБ}	Есть	Есть
10	12	2 — 12^{В}	13	12 / 11,5
10	6	1 — 10^{В}	13,5	13
64	70	70	85	106 / 94
1	15	0,3 — 1^{АБ}	0,5	0,4
5 (10)	+50/−25	0,1 — 0,8^{АБ}	0,1^{А}	0,1
Полевой	Бипол.	Бипол.	Бипол.	Бипол.
Внутр.	Внеш.	Внутр.	Внеш.	Внутр.
μA740	LM318	μA776	LM308	OP07E
ОУ с полевым входом среднего класса точности.	Быстродействующий.	Режим устанавливается внешним токозадающим резистором. Микромощный.	Микромощный повышенной точности.	Прецизионный.

Продолжение таблицы П-1.

Параметр	140УД20^{Г}	140УД21
Параметры питания		
Диапазон напряжении питания $U_{пит}$, В	±5 — ±18	±15 ±10%
Номинальные напряжения питания $U_{пит.ном}$, В	±15	±15
Ток потребления $I_{пот}$, мА	2,8	5
Коэффициент влияния источников питания $k_{п}$, мкВ/В (дБ)	150	(120)
Усиление		
Коэффициент усиления A_{V}, х10^3	50	1000
Параметры смещения		
Входное напряжение смещения $U_{см.вх}$, мВ	5	0,06
Дрейф входного напряжения смещения $dU_{см.вх}/dT$, мкВ/°С	20	$0,4^{\Lambda}$
Входной ток смещения $I_{см.вх}$, нА	200	1
Дрейф входного тока смещения $dI_{см.вх}/dT$, нА/°С	–	–
Разность входных токов смещения $\Delta I_{см.вх}$, нА	50	0,5
Дрейф разности входных токов смещения $d(\Delta I_{см.вх})/dT$, нА/°С	0,5	–
Входные и выходные параметры		
Дифференциальное входное сопротивление $R_{вх.диф}$, МОм	0,4	–
Выходное сопротивление $R_{вых}$, Ом	–	–
Ограничениев ыходного тока (мА)	Есть	Есть
Максимальное выходное напряжение, $U_{вых.мах}$, В	11,5	12
Пораметры синфазного сигнала		
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{вх.сф.мах}$, В	12	10
КОСС, дБ	70	120
Частотные параметры		
Частота единичного усиления f_1, МГц	0,55	1
Скорость нарастания выходного напряжения $V_{Uвых}$, В/мкс	0,3	1,5
Общие свойства		
Входной каскад	Бипол.	Бипол.
Частотная коррекция	Внутр.	Внеш.
Аналог	μA747	≈ HA2905
Комментарий	Сдвоенный 140УД7	Прецизионный МДМ.

Продолжение таблицы П-1.

140УД23	153УД5А/Б	153УД6	154УД1А/Б	154УД2
±15 ±10%	±5 — ±16	±5 — ±18	±4 — ±18	±5 — ±18
±15	±15	±15	±15	±15
7	3,5	3	0,12	6
(85)	20	–	–	–
50	500^{Λ}/ 250^{Λ}	50	200 / 110	100
5	2	2	3	2
–	5 / 10	15	30	20
0,1	100	75	20 / 40	100
–	–	–	–	–
0,02	20	10	10 / 20	20
–	–	–	–	–
–	1	0,3	1^{Λ}	$0,5^{\Lambda}$
–	150	200	300	–
Есть	Есть	$(15)^{\Lambda}$	Есть	Есть
12	10	10	12	10
10^{Λ}	13.5	12	10	10
85	100	80	86	70
10	0,3	0,7	1^{Λ}	15Λ
30	$0,1^{\Lambda}$	0,5	10	+150 / −75
Полевой	Бипол.	Бипол.	Бипол.	Бипол.
Внутр.	Внеш.	Внеш.	Внеш.	Внеш.
–	μA725	LM301A	HA2700	–
Быстродействующий с полевым входом.	Прецизионный, аналогичен 551УД1.	ОУ среднего класса точности.	ОУ высокого и сверхвысокого быстродействия.	

Продолжение таблицы П-1.

Параметр	154УД3А/Б	154УД4
Параметры питания		
Диапазон напряжений питания $U_{пит}$, В	±5 — ±18	±5 — ±17
Номинальные напряжения питания $U_{пит.ном}$, В	±15	±15
Ток потребления $I_{пот}$, мА	6,5	7
Коэффициент влияния источников питания $k_{П}$, мкВ/В (дБ)	—	—
Усиление		
Коэффициент усиления A_V, x10^3	10 / 8	8
Параметры смещения		
Входное напряжение смещения $U_{СМ.ВХ}$, мВ	8	6
Дрейф входного напряжения смещения $dU_{СМ.ВХ}/dT$, мкВ/°C	30	50
Входной ток смещения $I_{СМ.ВХ}$, нА	200 / 275	1200
Дрейф входного тока смещения $dI_{СМ.ВХ}/dT$, нА/°C	—	—
Разность входных токов смещения $\Delta I_{СМ.ВХ}$, нА	25 / 45	300
Дрейф разности входных токов смещения $d(\Delta I_{СМ.ВХ})/dT$, нА/°C	—	—
Входные и выходные параметры		
Дифференциальное входное сопротивление $R_{ВХ.ДИФ}$, МОм	1^A	1^A
Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$, Ом	—	—
Ограничениев выходного тока (мА)	Есть	Есть
Максимальное выходное напряжение, $U_{ВЫХ.МАХ}$, В	10,5	10
Параметры синфазного сигнала		
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{ВХ.СФ.МАХ}$, В	10	10
КОСС, дБ	83	70
Частотные параметры		
Частота единичного усиления f_1, МГц	15^A	30^A
Скорость нарастания выходного напряжения $V_{UВЫХ}$, В/мкс	80 / 60	400
Общие свойства		
Входной каскад	Бипол.	Бипол.
Частотная коррекция	Внеш.	Внеш.
Аналог	AD509	HA2520
Комментарий	ОУ высокого и сверхвысокого быстродействия.	

Продолжение таблицы П-1.

К157УД1	544УД1А/Б	544УД2А/Б	574УД1А/Б/В	574УД2А/Б/В
±3 — ±20	±8 — ±16,5	±6 — ±17	±15 ±10%	±15 ±10%
±15	±15	±15	±15	±15
9	3,5	7	8	5 / 10 / 10
—	300^A	300^A	—	—
50	50	20 / 10	50	25
5	15 / 50	30 / 50	50 / 25 / 50	50 / 15 / 50
50	20 / 50	50 / 100	100 / 50 / 50	30
500	0,15 / 0,5	0,1 / 0,5	0,5 / 0,5 / 1	0,3
—	—	—	—	—
150	0,05 / 0,5	0,1 / 0,5	0,2 / 0,2 / 0,5	0,15
—	$0{,}02^A$	—	—	—
1	10^4	10^3	10^4	10^3
10^A	200	200	200	—
$(1000)^A$	$(10)^A$	Есть	Есть	Есть
12	10	10	10	10
20	10	10	30	10
$70^Д$	80	70	$60^Д$	60
0,5	1	15	10 / 10 / 15	1 / 3 / 2
0,5	3	20	50 / 50 / 100	10 / 25 / 15
Бипол.	Полевой	Полевой	Полевой	Полевой
Внеш.	Внутр.	Внеш.	Внеш.	Внутр.
—	μA740	CA3130	AD513	TL0837
ОУ с мощным выходным каскадом.	Улучшенный вариант 140УД8.	Быстродействующие ОУ с полевыми входами.		Сдвоенный ОУ с полевым входом.

Продолжение таблицы П-1.

Параметр	574УД3
Параметры питания	
Диапазон напряжений питания $U_{пит}$, В	± 5 — ± 16,5
Номинальные напряжения питания $U_{пит.ном}$, В	± 15
Ток потребления $I_{пот}$, мА	7 (3,5[А])
Коэффициент влияния источников питания $k_{П}$, мкВ/В (дБ)	—
Усиление	
Коэффициент усиления A_V, $x10^3$	20 (100[А])
Параметры смещения	
Входное напряжение смещения $U_{СМ.ВХ}$, мВ	5 (2[А])
Дрейф входного напряжения смещения $dU_{СМ.ВХ}/dT$, мкВ/°С	5[А]
Входной ток смещения $I_{СМ.ВХ}$, нА	1,5 (0,3[А])
Дрейф входного тока смещения $dI_{СМ.ВХ}/dT$, нА/°С	—
Разность входных токов смещения $\Delta I_{СМ.ВХ}$, нА	0,2 (0,05[А])
Дрейф разности входных токов смещения $d(\Delta I_{СМ.ВХ})/dT$, нА/°С	—
Входные и выходные параметры	
Дифференциальное входное сопротивление $R_{ВХ.ДИФ}$, МОм	10^3 [А]
Выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$, Ом	—
Ограничениев выходного тока (мА)	Нет
Максимальное выходное напряжение, $U_{ВЫХ.МАХ}$, В	10 (13,5[А])
Параметры синфазного сигнала	
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{ВХ.СФ.МАХ}$, В	10[А]
КОСС, дБ	80[А]
Частотные параметры	
Частота единичного усиления f_1, МГц	5 (15[А])
Скорость нарастания выходного напряжения $V_{UВЫХ}$, В/мкс	20 (50[А])
Общие свойства	
Входной каскад	Полевой
Частотная коррекция	Внеш.
Аналог	—
Комментарий	Прецизионный ОУ с полевым входом.

Продолжение таблицы П-1.

К1401УД3	1401УД4	1408УД1	1409УД1
± 1,5 — ± 16,5	± 5 — ± 16,5	± 7 — ± 40	± 5 — ± 15
± 15	± 15	± 27	± 15
2,5	11	4	6
—	(80)	—	—
50	30	100	20
6	7,5	5	15
—	—	—	—
250	1	20	0,05
—	—	—	—
100	0,5	3	0,03
—	—	—	—
—	10^3	1	10^5
—	—	—	—
Нет	Есть	Есть	Есть
10	10	21	12
10	10[А]	23	10
70	76	80	70
—	2,5	0,8	1
—	10	2	4
Бипол.	Полевой	Бипол.	МОП
Внутр.	Внутр.	Внутр.	Внутр.
—	—	LM343	CA3140
Счетверенный ОУ, внешний вывод управляющего тока.	Счетверенный ОУ.	Высоковольтный ОУ.	Минимальные входные токи смещения.

Радиочастотные смесители типа 526ПС1, 174ПС1 и т.д. непригодны для замен из-за узкого диапазона входных напряжений и слишком больших дрейфов. В табл. П-2 приведены некоторые параметры умножителей серии 525.

Таблица П-2. *Некоторые параметры умножителей.*

Параметр	525ПС1	525ПС2	525ПС3
Параметры питания			
Номинальные напряжения питания $U_{пит.ном}$, В	− (15 − 6) + (6 − 48)	± 15 ±10%	± 15 ±10%
Ток потребления $I_{пот}$, мА	− 7 / + 4,6	6	3,5 − 6
Параметры смещения			
Входное смещение $U_{см.вх}$, мВ	500	−	−
Выходное смещение $U_{см.вых}$, мВ	−	−	30
Входные и выходные параметры			
Входной ток $I_{вх}$, мкА	8	4	2
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, мкА	1	−	0,2
Разность выходных токов $\Delta I_{вых}$, мкА	50	−	−
Дифференциальное входное сопротивление $R_{вх диф}$, МОм	35	−	−
Дифференциальное выходное сопротивление $R_{вых диф}$, кОм	50	−	−
Максимальное выходное напряжение, $U_{вых.мах}$, В	± 12	± 10,5	± 11
Параметры синфазного сигнала			
Максимальное синфазное входное напряжение $U_{вх.сф.мах}$, В	± 11,5	−	−
КОСС, дБ	50	−	−
Частотные параметры			
Максимальная частота $f_{мах}$, МГц	1,5	0,7	0,7
Погрешности			
Нелинейность по входу X, %	2	0,8	0,6
Нелинейность по входу Y, %	2	0,5	0,15
Остаточное напряжение по входу X, мВ[A]	50	80	60
Остаточное напряжение по входу Y, мВ[A]	100	60	15
Общая погрешность перемножения, %	2	1	1
Аналог	−	≈ AD534	MPY632A
Комментарий	Умножительный элемент средней точности.	Умножитель с выходным ОУ.	Универсальный умножитель.

А — В тексте параметр назван "прямое прохождение сигнала".

Производственно-техническое издание

А. Дж. Пейтон, В. Волш

Аналоговая электроника на операционных усилителях

Компьютерная графика Graphic Design Group

Подписано в печать 01.11.94. Формат 70×108 1/16. Усл. печ. л. 22.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Тираж 15 000 экз. Заказ 307

Издательство «БИНОМ», 1994 г.
Москва, ул. Новослободская, д. 50/1, стр. 1а.
Лицензия на издательскую деятельность № 063367 от 20 мая 1994 г.

Отпечатано с готовых диапозитивов в полиграфической фирме
«Красный пролетарий»
103473, Москва, Краснопролетарская, 16